4. September 1981 · DM 4.– · öS 36.– · sfr 4,30 · Nr. 18

Funkschau

Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik

Franzis-Verlag
Halle 20, Stand 2009

Digital-Schallplatte

Magnetblasenspeicher

Elektrothermische Filter

Bauanleitung:

IC-Pegeltester

Hertz statt Herz

In dieser Woche öffnet die Internationale Funkausstellung in Berlin ihre Tore. Die Berliner, „ihren" Ausstellungen ein treues Stammpublikum, werden auch diesmal wieder die Kassen klingeln lassen. Der wirtschaftliche Erfolg der Funkausstellung ist (zumindest für den Veranstalter) noch nie in Frage gestellt gewesen.

Reizüberflutung für Auge und Ohr – das scheint die Devise zu sein, unter der die Aussteller und die Rundfunk- und Fernsehanstalten zehn Tage lang antreten. Vielleicht sind ein paar ketzerische Anmerkungen erlaubt, die – fern aller Bosheit – helfen könnten, einige verrutschte Proportionen wieder in das Gleichgewicht zu bringen.

Der Mensch hört, wenn's gut geht, neun Oktaven Bandbreite. Schon die Hunde können es besser, von Fledermäusen wollen wir gar nicht reden. Man fragt sich manchmal, für wen die superlinearen Verstärker mit 80 kHz Bandbreite gebaut werden, wenn sich selbst bei guter UKW-Übertragung oberhalb von 15 kHz nichts mehr abspielt. Bandsperren für den Stereo-Hilfsträger, Kanalfilter und ähnliche Schaltungen strafen auch die vielgerühmte phasenlineare Verstärkung Lügen. Ganz abgesehen davon, daß die wenigsten Menschen in der

Lage sind, die Wiedergabeunterschiede im Ultraschallbereich verbal zu beschreiben, ohne sich vorher mit einem Blick auf die Meßgeräte darüber informiert zu haben, was sie eigentlich hören sollten.

Niemand lebt in einer ungestörten Umwelt. Zwischen Wahrnehmbarkeitsschwelle und Schmerzgrenze liegen etwa 75 dB. Damit vollbringt das Ohr eine ganz erstaunliche physiologische Leistung. Wesentliche Steigerungen der Dynamik über diesen Bereich hinaus gehen verloren: entweder im Umfeldgeräusch oder in der Unerträglichkeit des Schmerzeindrucks. Was also will man mit einer Dynamik von 90 dB anfangen?

Klirren ist eine besonders ärgerliche Verzerrung. Sind wir aber bei den Wiedergabegeräten nicht längst jenseits der Grenze angelangt, bei der ausschließlich die Fertigungsqualität der Schallplatte den Klirrfaktor bestimmt?

Gleichlaufschwankungen von Plattenspielern und Kassettengeräten gehören mit zum Unerträglichsten, was aus Schallquellen dem menschlichen Ohr zugemutet werden kann. Macht man sich einmal die Mühe, die zulässigen Toleranzen nachzurechnen, dann stellt man schnell fest, daß die Wiedergabegeräte bereits jenseits von Gut und Böse liegen: Eine um nur einen Millimeter exzentrische Schallplattenbohrung kann aber die Mondschein-Sonate bereits zur Tortur werden lassen.

Etwas Überlegung also, bevor man sich in das Getümmel um den Berliner Funkturm stürzt. 20 Watt mehr Musikleistung für einen Verstärker sind keine Offenbarung, und ein einschleifbarer Entzerrer kann das Klangbild selbst dann verfälschen, wenn alle Schieberegler auf Null stehen.

Klaus H. Knapp

In diesem Heft

Focus

Hertz statt Herz 3

Leserbriefe 6

Informationen

BMFT zur Massenkommunikation 8
Besser als Europieps 8
Fünfter Satellit für RCA 8
Leistungs-MOSFET für 100 MHz .. 10
Löt-Schulungszentrum eingeweiht 10
England:
Keine Koax-Kabel mehr ab 1984 .. 10
Murphy's Gesetze (22) 10
Zeitansage per Computer 12
Ultraschall sichtbar gemacht 12
Fachseminar „Gate Arrays" der
Zeitschrift ELEKTRONIK 12
Schritt vorwärts 14
Guter Wirkungsgrad 14
DBP: Größtes Datennetz Europas 14
Erfolgreiche Kooperation 16
Fernsehen für das
Europa Parlament 16
Kleine Winkel 16
Sprachsynthese:
Ein Buch lernt sprechen 18
Eumig im Vergleich 18
IFCOM '81: Gute Resonanz 18
Argentinien: 50 Mio. DM
für Vermittlungssysteme 18
Digital oder analog? 18

Neue Medien

Großversuch Télétel 3 V 20
Verzicht 20
Teletext in Ungarn 22
ARD wehrt sich 22
Antenne für 14 Satelliten 22
Die Kabelfernseh-Pilotprojekte ... 22

express

Talsohle überschritten? 24
Wirbel um Logabax 26
Ende der Tauchfahrt 28
Erfüllungsgehilfen? 30
IFA-Markt 32
Neuheitenmarkt 128
Neue Bücher 136
Neue Druckschriften 138
Impressum 121

Audio

Compact Disc Digital Audio 69
Digital-Audio-Recorder – PCM-Aufzeichnung auf VHS-Kassette 72
Variable Frequenzweiche mit
elektronischem Subwoofer 74

Meßtechnik

Wattstundenmeter 77
Funk-Meßgerät 98

Digital-Schallplatte

Die über hundert Jahre alte Schallplatte hat im Laufe der Zeit verschiedene Weiterentwicklungen und Verbesserungen erfahren; am grundlegenden Prinzip der Schallaufzeichnung und -wiedergabe

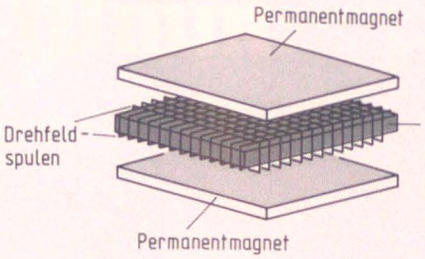
hat sich aber nichts geändert. Nun steht sie jedoch vor einer revolutionierenden technischen Wandlung: Auf der Funkausstellung 1981 in Berlin wird erstmals in Deutschland die neue Digital-Schallplatte von Philips (Compact Disc Digital Audio, CD) öffentlich vorgestellt, die mit nur 12 cm Durchmesser eine Spieldauer von einer Stunde pro Seite hat. **Seite 69**

Subwoofer

Die in diesem Beitrag beschriebene elektronische Frequenzweiche mit kontinuierlich einstellbarer Übergangsfrequenz ist mit einer Korrekturschaltung kombiniert, die bei geschlossenen Tieftonboxen den Pegelabfall bei den tiefsten Frequenzen des Übertragungsbereiches ausgleicht. Um unerwünschte Anhebungen im Infraschallbereich und damit verbundene störende Intermodulationen im Hörbereich zu vermeiden, ist ein steilflankiges Subbaßfilter eingebaut, das – speziell beim Betrieb des Gerätes ohne Baßanhebung – überbrückt werden kann. **Seite 74**

Magnetblasenspeicher

Magnetblasenspeicher stoßen in der Datenverarbeitung auf immer größeres Interesse. Der Grund dafür ist wohl darin zu suchen, daß sich im Bereich der löschbaren Massenspeicher mit relativ kurzer Zugriffszeit plötzlich ein Bauelement hervortat, das bei geringem Volumen eine für heutige Verhältnisse sehr



hohe Speicherkapazität bietet. Trotz seines Bekanntheitsgrades ist die Arbeitsweise des Magnetblasenspeichers jedoch weitgehend unbekannt. Der Autor gewann mit diesem Beitrag den ersten Preis beim FUNKSCHAU-Wettbewerb '81 in der Abteilung „Kompliziertes verständlich dargestellt". **Seite 83**

Mit Pfiff

Für das Hobby „Videofilmen" bietet Blaupunkt jetzt ein Videorecorder-Leichtgewicht an: Der RTX-200 wiegt komplett mit Akku und Videokassette (also betriebsbereit) nur 5,8 kg. Er verfügt über Zeitlupe mit ⅛ der Normalgeschwindigkeit, Zeitraffer (dreifache Normalgeschwindigkeit) sowie Standbild und Standbildfortschaltung zur Betrachtung von Einzelbildfolgen; diese Funktionen lassen sich auch fernbedienen.
Seite 81

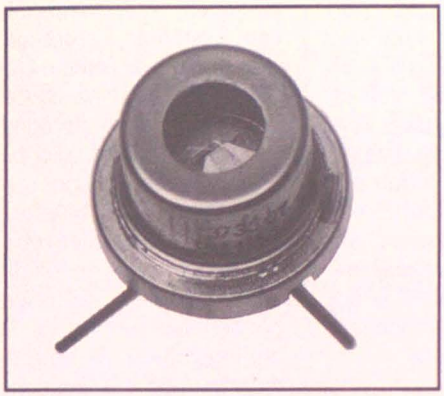
Zum Titelbild

Die von Philips und Sony im Frühjahr offiziell vorgestellte Digitalschallplatte verspricht auch auf der Funkausstellung in Berlin *das* akustische Ereignis zu werden. Obgleich weder Geräte noch Schallplatten zur Funkausstellung am Markt sein werden (die Produkteinführung ist für den Winter 1982/83 vorgesehen), beschäftigt sich unsere Titelgeschichte mit diesem Thema. Auf der CES in Chicago gehörte jedenfalls das neue System zu den attraktivsten Ausstellungsstücken.

(Aufnahme: Philips/Studio Hager)

Audio-Disk-Laser

Halbleiter-Laser sind erst wirklich interessant geworden, seit sie in Form von Doppel-Heterostrukturen hergestellt werden. Bei den ersten Lasern dieses Typs bestand die aktive Schicht aus

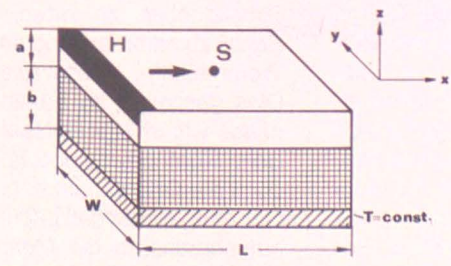


GaAs, und das Laserlicht hatte eine Wellenlänge von etwa 890 nm. Für das Auslesen von Informationen benötigt man aber Laser mit kleinerer Wellenlänge. Eine entsprechende Ausführung mit einer Wellenlänge von 780 nm, die auch zur Abtastung der Digital-Schallplatte (Compact Disk) verwendet wird, liefert Philips unter der Bezeichnung CQL 10.

Seite 87

Elektrothermische Filter

Im Gegensatz zum hohen Integrationsgrad digitaler Schaltungen sind analoge Filter nur in Sonderfällen monolithisch integrierbar. Das neue, noch weitgehend



unbekannte Konzept der elektrothermischen Netzwerke ermöglicht jedoch frequenzselektive Filter für Signale vom Millihertz- bis in den Kilohertzbereich. Dabei werden Wechselwirkungen zwischen elektrischen und thermischen Größen in Halbleitermaterialien ausgenutzt. Dieser Beitrag wurde beim FUNKSCHAU-Wettbewerb '81 mit dem Sonderpreis für die originellste Arbeit ausgezeichnet.

Seite 90

KW-Empfangsantennen

Der Betrieb von Empfangsanlagen in der Nähe leistungsstarker Sender gehört zu den zentralen Problemen bei der Planung von Funksystemen. Z. B. treten in der Nähe von Sendeantennen im unteren KW-Bereich Feldstärken auf, die in den Empfangsgeräten zu Übersteuerungseffekten oder sogar zu Zerstörungen führen können. Für diese schwierigen Betriebsfälle bieten selektive, aktive Empfangsantennen, wie z. B. die Antennenanlage AK 001 von Rohde & Schwarz, gute Voraussetzungen, um störungsfreien Empfang sicherzustellen.

Seite 101

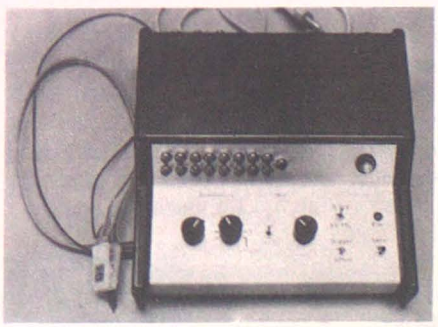
Güte-Bestimmung

Die Bestimmung der Güte von Schwingkreisen durch Impuls-Anregung ist ein schon lange bekanntes Verfahren, das jedoch ein wenig in Vergessenheit geraten ist. Da sich die dabei benötigten Impulsgeneratoren aber mit modernen Bauelementen relativ einfach verwirklichen lassen, bietet sich dieses Verfahren wegen des geringen erforderlichen Aufwandes an. Der Beitrag behandelt die Grundlagen und zeigt einen praktischen Lösungsweg.

Seite 106

IC-Pegeltester

Mit dem IC-Pegeltester ist es möglich, die Potentiale an allen Anschlüssen von ICs mit bis zu 16 Pins, wie sie im Betrieb auftreten, auf einem Oszilloskop anzuzeigen. Die Darstellung auf dem Bildschirm erfolgt dabei als Draufsicht auf die Pin-Belegung. Da die Schaltung ma-



ximal 15 V verarbeiten kann, lassen sich praktisch alle ICs testen, wie z. B. CMOS-, TTL- und Timer-ICs sowie Operationsverstärker. Dieser Arbeit wurde der erste Preis beim FUNKSCHAU-Wettbewerb '81 in der Abteilung „Die nachbausichere Bauanleitung" zuerkannt.

Seite 111

15-MHz-Batterieoszilloskop 100
Verstärker für Tonhöhen-Schwankungen 103
Güte-Bestimmung von Schwingkreisen 106

Video
Gebrauchstest SL-C 7: Maßstäbe gesetzt 78
Universelles Chassiskonzept 80
Videofilmen mit 7,5 Kilogramm 81
Diagonale 2...7 m 82
Für Dauerseher 107

Elektronik
Optokoppler mit geringem Strombedarf 82
Magnetblasenspeicher – Kompliziertes verständlich dargestellt 83
Thermo-Druckköpfe 86
Ein Laser für HiFi – Der Halbleiterlaser CQL 10 87
Linearer Hf-AM-Demodulator 89

Grundlagen
Elektrothermische Filternetzwerke – Eine neue Anwendung für integrierte Halbleitertechniken 90

Mikrocomputer
Mikrocomputer auf der Chicago Electronic Show: Jetzt reden sie miteinander 99

Kommunikation
Aktiv und selektiv – Empfangsantennen für den Kurzwellenbereich 101
Funkamateure überall, 2. Teil 104

Werkstatt & Service
Entlöt-Pumpe 108
Kalotten-Reparatur 108
Betriebsspannung fehlt 108
Kein Ton 109
Negativ-Bild 109
Seltener Fernbedienungsfehler ... 110

Praxis & Hobby
IC-Anschlüsse auf einen Blick – Anschlußpotentiale auf dem Oszilloskop dargestellt 111
Schaltungskniffe: Rauschen gefällig 116
Negative Kapazität kompensiert Schaltkapazität 116
Lade-Wandler-Netzteil, 2. Teil 117

Berufswissen
Video-Schule für den Fachhandel 120

Leserbriefe

Seelenlose Zähltechnik

FUNKSCHAU 1981, Heft 15, Leserbrief Seite 6

Wenn man seit mehr als 40 Jahren Funkschauleser ist wie Herr Werner, ist man durchaus dazu berechtigt, die neuere technische Entwicklung nicht mehr ganz so intensiv mitzuverfolgen.
Aber dann bitte nicht die Mikrocomputertechnik als „seelenlose Zähltechnik" bezeichnen; schließlich bildet dieses hochinteressante Sachgebiet, das zu klarem und folgerichtigem Denken erzieht – wenn auch in unvergleichlich komplexerer Form als in unseren Anwendungen –, im Gehirn die Grundlage für das, was wir mit „Bewußtsein" bezeichnen.

Helfried Schurz, Braunschweig

Uhrzeit nach der Mengenlehre

FUNKSCHAU 1981, Heft 14, Seite 85

In oben erwähnter Ausgabe habe ich den Artikel von R. Schaar gefunden.
Von mir ist die „Berlin-Uhr", die in Berlin seit 16. 6. 75 auf dem Kurfürstendamm steht. Auf diese Uhr habe ich ein Patent (P 2339482, DGM 7328506, B 5778/14WZ). Diese Uhr wird seit 1976 als Tischmodell produziert und auch vertrieben.
Das von Ihnen vorgestellte Konzept entspricht dieser Uhr bis auf eine Änderung in der 5er-Minutenreihe und der gleichen Stundenanzeigeordnung, außer daß Sie diese von oben nach unten gelegt haben. Sie sparen hierdurch zwar sechs LEDs, jedoch geht dies auf Kosten der Ablesefreundlichkeit. Bei mir sind die 15er-Minutensprünge ebenfalls gesondert gekennzeichnet.
Die Uhr ist im Guinnessbuch der Rekorde als 1. Mengenlehre-Uhr der Welt (s. deutsche Ausgabe Ullsteinverlag, Berlin) aufgeführt. Außerdem wurde sie von Fernsehen und Presse mehrmals vorgestellt.

Dieter Binninger, Berlin

Marktlücke: Mini-Kurzwellen-Empfänger

FUNKSCHAU 1981, Heft 15, Leserbrief Seite 6

Leser Alfred Langer verbalisiert, wie ich meine, den Wunsch vieler Rundfunk-Hörer: Neben UKW bietet im Ausland – aber nicht nur dort – die Kurzwelle oft mehr als die Mittelwelle. Also müßte sich doch auf dem deutschen Markt ein kleiner Reiseempfänger mit einem erweiterten Kurzwellen-Empfangsbereich gut absetzen lassen. Oder?

W. Prechtel, Hannover

Auch die Redaktion kann sich der Meinung anschließen. Im Augenblick wird ein solcher Empfänger ausführlich getestet; über das Ergebnis dieses Tests werden wir voraussichtlich vor Jahresende noch berichten.

Anmerkungen zur FUNKSCHAU

FUNKSCHAU 1981, Heft 16, Leserbrief Seite 6

Muß es denn immer und überall so hektisch zugehen, daß man nicht einmal Zeit findet, das Motto eines Artikels zu lesen? Ich lese meine FUNKSCHAU zu Hause in aller Ruhe und finde es sogar angenehm, daß man manchmal zwischen den Zeilen auch noch etwas „Menschliches", „Redundantes" erkennen kann, und so der Faden Mensch – Technik erhalten bleibt.
Mit der Umgestaltung der FUNKSCHAU bin ich sehr zufrieden, und es freut mich, daß die Informationsbreite beibehalten wurde. Daß, den Zeichen der Zeit angepaßt, immer mehr Beiträge über Video erscheinen, zeugt von der Flexibilität einer jungen Mannschaft (siehe Foto im Leitartikel Heft 9/1981).

K. Langer, München

Generalvertretung

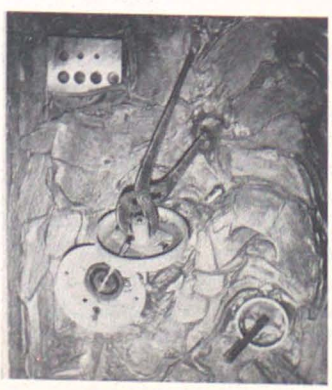
FUNKSCHAU 1981, Heft 8, express Seite 36

Da die Meldung über die Generalvertretung mißverständlich ist, möchten wir folgendes richtigstellen: Bang & Olufsen läßt bei Seas keine Lautsprecherboxen bauen, B & O verwendet seit langen Jahren für die eigene Lautsprecherproduktion unter anderem auch Chassis von Seas.

Bang & Olufsen, Hamburg

Collage

Als langjähriger Abonnent der FUNKSCHAU verfolge ich mit Interesse die technische Entwicklung auf den unterschiedlichen Gebieten der Unterhaltungselektronik. Selbst beruflich mit der Videotechnik konfrontiert, kam mir bei der Ausübung meines Hobbys, des Malens und plastischen Gestaltens mittels Collagen, die Idee, anhand verschiedener alter Teile aus VCR-Viodeogeräten eine Collage zu gestalten.



Da der Typ „Europa-Standard-I" sicher in ein paar Jahren völlig von den neuen, inzwischen marktbeherrschenden Systemen verdrängt sein wird, nannte ich meine Collage „Demontage eines Systems". Die Demontage demonstriert die große Zange, die bereits angesetzt ist. Im Labor, angedeutet durch den Mörser, wird an neuen Systemen gearbeitet. Rechts oben sollen die unterschiedlichen, sich verjüngenden Bohrungen im Metall demonstrieren, daß die Anforderungen an die Systeme immer höher, die zulässigen Toleranzen immer enger werden. Die Farben sind ziemlich trist gehalten, weil die Demontage eines Systems ja auch nicht gerade eine erfreuliche Angelegenheit ist.

Helmut Mitter, München

Walkman

Auf den Straßen sieht man in letzter Zeit viele junge Leute mit Kopfhörer und Kassettenrecorder. Ich möchte vor längerem Gebrauch der Kopfhörer aus folgenden Gründen warnen:
Das menschliche Ohr ist von Natur aus dazu angelegt, mit Hilfe der Ohrmuschel diffuse Schallquellen zu orten, den Schall zu sammeln und an das Trommelfell weiterzuleiten. Dies geschieht im Freien genauso wie im Konzertsaal.
Beim Kopfhörerbetrieb fällt jedoch die Ortung aus; d. h. das Ohr muß den Schall gebündelt aufnehmen, da die Membran des Kopfhörers mehr oder weniger direkt über den äußeren Gehörgang auf das Trommelfell einwirkt, und so die darin befindliche Luft in Bewegung setzt. Ein Ausweichen der Schallquelle, d. h. ein Drehen des Kopfes, zum Empfang anderer Schalleindrücke (z. B. in einem Konzertsaal) ist hierbei ausgeschlossen und kann auf Dauer ein psychisches Unbehagen hervorrufen.

Günther Hoiert, München

Dipl.-Ing. Claus Harder

Compact Disc Digital Audio

Die über hundert Jahre alte Schallplatte, die eine Reihe technischer Entwicklungen erfahren hat, steht vor einer revolutionierenden technischen Wandlung. Auf der Funkausstellung 1981 wird in Deutschland die neue „Compact Disc Digital Audio" öffentlich vorgestellt, die kurz CD genannt wird.

Zwei Äußerlichkeiten *(Bild 1)* lassen den Unterschied gegenüber den heutigen Langspielplatten deutlich werden: es ist einmal ihre Handlichkeit mit lediglich 12 cm Durchmesser bei einer Spieldauer von einer Stunde pro Seite, und es ist weiter ihre in Regenbogenfarben schillernde Oberfläche, die von Lichtreflexen an Millionen von mikroskopisch feinen Informationselementen – „Pits" (Löcher von der Größenordnung 1 µm) – stammen.

Neuartig an CD ist auch das berührungslose Auslesen der gespeicherten Musikinformationen durch einen mikroskopisch feinen Lichtstrahl, der von einem Halbleiter-Laser ausgeht. Zwischen der Leseeinrichtung und der Compact Disc besteht kein mechanischer Kontakt, so daß jeglicher Abtastverschleiß bei Wiedergabe ausgeschlossen ist. Da die eingeprägten Musikinformationen innerhalb der Platte unter einer transparenten Schutzschicht liegen, also nicht an deren Oberfläche, wird die Wiedergabe auch nicht durch Staub, Fingerabdrücke oder sogar Kratzer beeinträchtigt.

Übergang zur Digital-Technik

Auf den heutigen Langspielplatten ist die Musik in Analogtechnik aufgezeichnet: die Rillenauslenkungen sind ein nahezu getreues Abbild der Klangänderungen und Intensitätsschwankungen der Musik, die bei der Aufzeichnung von Mikrofonen aufgenommen, dann von Tonmeistern „gepegelt" und schließlich dem Schneidstichel zum Ritzen der Lackfolie zugeführt werden. Bei diesem Vorgang führen einige Unzulänglichkeiten dazu, daß die Musik eben nur nahezu originalgetreu auf die Platte übertragen wird: durch den elektromechanischen Vorgang des Schneidens treten Verzerrungen auf, durch den vorgeschriebenen Rillenabstand werden Dynamik-Einengungen vorgegeben und durch die mechanische Abtastung werden bei Wiedergabe zusätzlich Geräusche erzeugt, die den Musikgenuß trüben können.

In der Aufnahme-Studiotechnik sind in der Vergangenheit erhebliche technische Verbesserungen eingeführt worden, die zum Ziel hatten, die Schneidqualität zu erhöhen. Einer dieser Schritte ist der Übergang zur digitalen Aufzeichnungstechnik, der zu einer deutlichen Verbesserung des am Schneidstichel zur Verfügung stehenden Ausgangssignals führte. Hier sei z. B. nur angeführt, daß in Musikpausen wirklich Ruhe herrscht.

Der grundlegend neue Schritt bei der Compact Disc liegt darin, die Digitaltechnik nun auch auf das vervielfältigte Speichermedium auszudehnen und eine Rückwandlung in Analogsignale erst am Ende dieses kritischen Gliedes innerhalb der HiFi-Wiedergabekette vorzunehmen.

Beim Aufnahmevorgang für die Compact Disc wird die Augenblicksamplitude der Musik mit einer Taktfrequenz von 44,1 kHz abgetastet und dann mit 16 Bit linear quantisiert. Jedes Bit liefert dabei etwa 6 dB Signal/Rausch-Abstand, so daß ein Dynamikumfang von mehr als 90 dB zur Verfügung steht.

Die neue Schallplatte

Die Speicherung der Musik-Information auf der CD erfolgt in digitaler Form. Die bei der Analog/Digital-Umwandlung gewonnene Ja/Nein-Impulsfolge wird in Form einer spiralig von innen nach außen laufender Spur von mikroskopisch kleinen Vertiefungen in die Platte gepreßt. Im Fertigungsprozess wird nach der Pressung auf diese Informationsfläche im Vakuum ein metallischer Niederschlag aufgedampft. Die Metallschicht wird auf der Oberseite mit einem Schutzlack gegen mechanische Beschädigung versehen. Der Laserstrahl liest die Informationsspur von unten durch das etwa 1 mm starke transparente Material der Platte hindurch *(Bild 2)*. An Stellen, an denen keine Vertiefung eingeprägt ist, wird der Laserstrahl voll reflektiert, an den mikroskopisch kleinen Vertiefungen wird er gestreut, so daß die Reflexion nahezu verschwindet. Das Wiedergabesignal besteht also aus einer Folge von unterbrochenen Reflexionen. Die logische „1" wird dabei von

Bild 1. Eines hat die Compact Disc dem Abspielgerät voraus: ihre Abmessungen und ihr Aussehen stehen fest; die Abspielgeräte hingegen werden noch oft ihre Bauform ändern

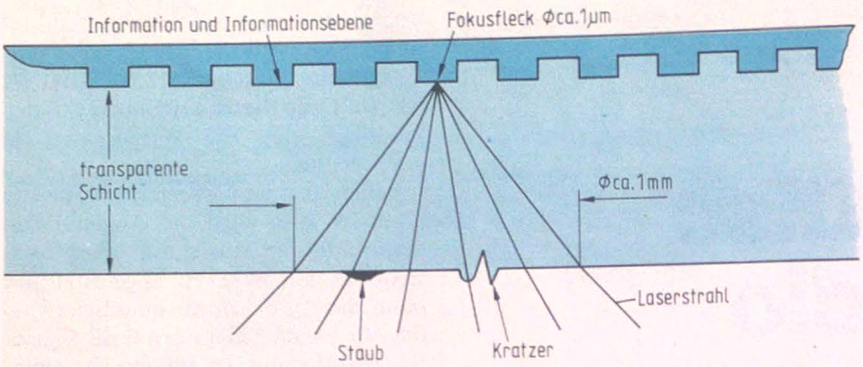


Bild 2. Der Laserstrahl tastet von unten die Information ab. Sein Fokussierfleck hat auf der Informationsebene einen Durchmesser von 1 µm

der reflektierenden Fläche dargestellt und die logische „0" von der Vertiefung.

Ein Lese-Objektiv fokussiert den Laserstrahl exakt auf die Informationsebene. Die Schärfentiefe beträgt etwa 2 µm. An der Oberfläche der transparenten Platte ist der Durchmesser des Laserstrahls bereits ca. 1 mm *(Bild 2)*, daraus ist zu erkennen, daß Staubpartikel, Fingerabdrücke und Kratzer auf der Oberfläche vom Laserstrahl überhaupt nicht „gesehen" werden. Qualitätsmindernde Einflüsse, wie sie von der herkömmlichen Schallplatte bekannt sind, existieren bei Compact Disc nicht.

Neben der eigentlichen Musikinformation erlaubt die hohe Speicherdichte des Trägers zusätzlich die Speicherung von ergänzenden Informationen, z. B. über Titel, Komponisten, Interpreten und Spieldauer. Ebenso sind für den Betrieb des Plattenspielers wichtige Synchronisier-Informationen eingeprägt, die dazu führen, daß die Platte nahezu frei von Gleichlaufschwankungen abgetastet wird – sie sind nur noch abhängig von der Stabilität des Referenzquarzes im Plattenspieler.

Weiter ist Raum für Redundanz-Impulse, mit der die Platte gegen Signalausfälle – z. B. an Störstellen in der Oberfläche – elektronisch geschützt wird. Knack- und Störgeräusche werden auf diese Weise wirkungsvoll unterbunden.

Kompakt wie ein Mini-Baustein

Aufgrund des geringen Platten-Durchmessers von nur 12 cm und des hohen Integrationsgrades der verwendeten LSI-Schaltungen kann auch der Plattenspieler in seinen Abmessungen wesentlich kleiner gehalten werden, als das bei heutigen Plattenspielern möglich ist. Von den äußeren Maßen her (30 cm × 10 cm × 20 cm) ist der bisher vorgestellte experimentelle Spieler vergleichbar mit den bekannten HiFi-Mini-Bausteinen. In einer endgültigen, für die Serienfabrikation vorgesehenen Ausführungen, können sich die Abmessungen jedoch noch ändern.

Der CD-Plattenspieler enthält die folgenden wichtigen Baugruppen: den Motorantrieb für die Rotation der CD-Platte, den Antrieb für die Bewegung des Laserabtasters über den Durchmesser der Platte, Steuer- und Regeleinrichtungen für die Einhaltung der vorgeschriebenen Drehzahlen und für die Fokussierung und Spurhaltung des Laserabtasters. Außen sind Bedienungselemente und Anzeigeelemente zur Steuerung der einzelnen Funktionen angebracht.

Die Drehzahl der Platte nimmt von innen nach außen hin kontinuierlich ab, sie beträgt ca. 500 bis 200 U/min. Diese variable Drehzahl hängt damit zusammen, daß ein konstanter Datenfluß in der Größenordnung von 4,3218 MBit/s von der Platte gelesen wird. Gleichzeitig mit den Musikinformationen ausgelesene Synchronimpulse führen in einer quarzgesteuerten Vergleichsstufe zu Steuerimpulsen, die den Motorantrieb für die Platte regeln. Hieraus wird deutlich, daß bei entsprechender Anpassung des gesamten Regelkreises die erzielbare Drehzahlkonstanz lediglich von den Informationen aus der Platte herrührt, also nicht mehr von geräteeigenen Einflüssen abhängt *(Bild 3)*.

Der Laserabtaster besteht im wesentlichen aus dem Feststofflaser und einem in einer Halterung mit ihm verbundenen Leseobjektiv *(Bild 4)*. Dieser Abtaster wird mit einem entsprechenden Antrieb entlang des Radius der Compact Disc geführt. Regelkreise halten dabei das Leseobjektiv unter allen Umständen richtig fokussiert in bezug auf die Informationsebene innerhalb der Platte. Andere Regeleinrichtungen lassen den Führungsschlitten exakt der Spiralspur folgen. Durch die Anordnung mehrerer Lichtsensoren im reflektierten Lichtstrahl werden Steuersignale abgeleitet, so daß der Laserstrahl jeweils exakt entlang der Mittellinie einer Spur geführt wird. Der Spurmittenabstand beträgt 1,6 µm, also nur 0,6 µm mehr als der Fokusfleck des Lasers.

Der bisher vorgestellte experimentelle Compact-Disc-Plattenspieler wird drucktastengesteuert in den folgenden Funktionen: Start bzw. Weitergehen zum nächsten Musikstück, Stop, Pause

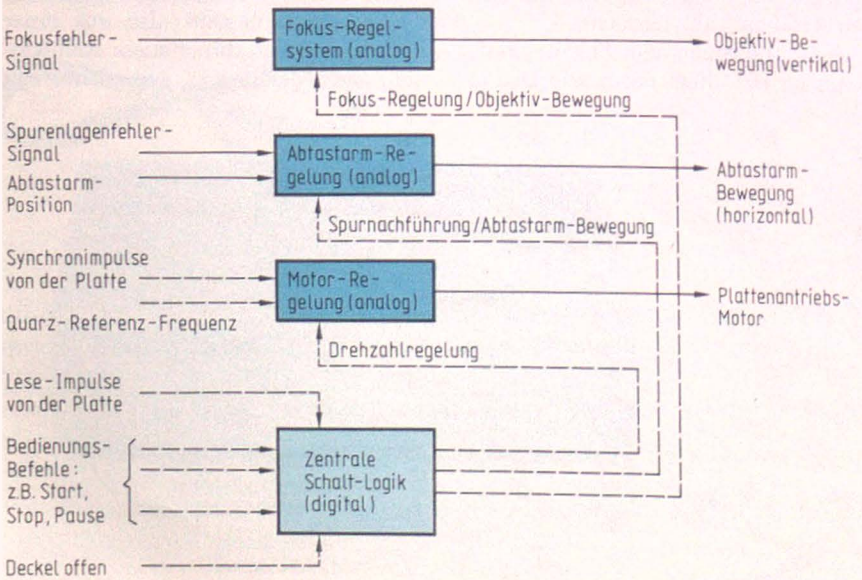


Bild 3. Blockschaltbild der Regelsysteme im CD-Plattenspieler für einwandfreie Bild- und Tonwiedergabe

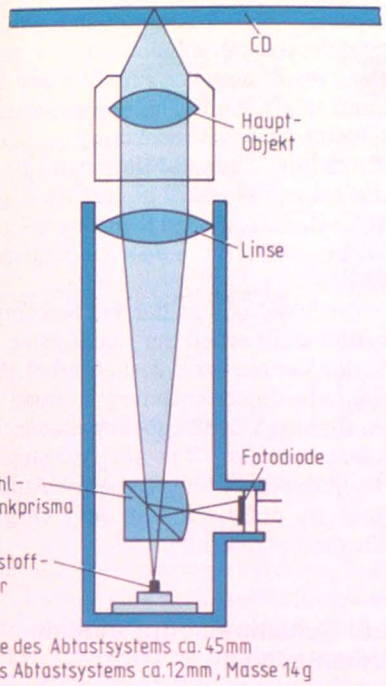


Bild 4. Vereinfachte Darstellung des Laserabtasters. Der Fokusfleck des Lasers ist nur 0,6 µm kleiner als der Spurmittenabstand

und Wiederholung, Suchlauf in Vorwärts- und Rückwärts-Richtung und Auswahl bestimmter Stücke in beliebiger Reihenfolge. Zukünftig sind auch Inhaltsangaben, sowie Textergänzungen zum jeweils gespielten Musikstück denkbar.

Philips und seine Systempartner

Nach Markteintritt der Compact Disc wird sich ein sehr allmählicher Übergang von der heutigen Schallplattentechnik zur neuen Compact Disc vollziehen. Es wird angenommen, daß sich dieser Vorgang etwa über 10 bis 15 Jahre erstrecken wird. Voraussetzung für die erfolgreiche Markteinführung der Compact Disc ist, daß durch weltweite Standardisierung das Abspielen dieser neuen Platte überall möglich sein wird.

Bereits 1978 hat sich unter Teilnahme von zahlreichen Firmen eine Standardisierungskonferenz in Japan konstituiert, in der alle bisher bekannten Vorschläge für eine PCM-Schallplatte eingebracht wurden. In verschiedenen Arbeitsgruppen wurden in den darauffolgenden Jahren die eingereichten Vorschläge geprüft und gegeneinander abgewogen. Diese Arbeiten waren dann im April 1981 abgeschlossen und es wurden Stellungnahmen zu drei Systemen abgegeben. Eines dieser Drei ist das System Compact Disc, das zweite ist das von JVC vorgestellte AHD-System und das dritte ist die von Telefunken vorgestellte Mini-Disc.

In der Zwischenzeit haben sich eine Reihe von namhaften Firmen in Europa für das System Compact Disc ausgesprochen: es sind die Firmen Bang & Olufsen, Dual, Grundig, Studer/Revox und Thomson Brandt. In Japan sind es außer Sony, die an der Weiterentwicklung von Compact Disc auf dem Gebiet der Codierung und des Fehlerkorrektursystems beteiligt war, die Firmen Akai, Crown, Cybernet, General, Hitachi, Marantz, MEI, Mitsubishi, Nakamichi, Nippon Columbia, Onkyo, Pioneer, Sanyo, Sharp, Toshiba und Trio Kenwood. Die vorgenannten Firmen betätigen sich alle im Bereich der Hardware. Die technischen Daten der CD sind in der *Tabelle* angeführt.

Wichtig ist, daß sich auch eine Reihe von Software-Firmen für Compact Disc ausgesprochen haben. Es sind dies die Firmen der europäischen Polygram-Gruppe und Sonopress, eine Firma der Bertelsmann Gruppe. In Japan sind es Crown Records, Nippon Columbia, MEI, Pioneer, CBS/Sony und Toshiba/EMI.

Am Ausgang wieder analog

Die Rückwandlung des Digital-Signals von der Platte erfolgt im Compact-Disc-Plattenspieler. An seinem Ausgang steht also wieder ein Analogsignal zur Verfügung. Dieses Signal kann in der bisher gewohnten Weise der HiFi-Stereo-Anlage zugeleitet werden. Es wird im Verstärker in der heute üblichen Weise verstärkt und dann über Lautsprecher oder Kopfhörer wiedergegeben. Besondere Vorkehrungen, die mit dem neuen Plattenspieler in Verbindung stehen, sind in der Installation nicht zu berücksichtigen.

Markteinführung: 1982/83

Nach der öffentlichen Vorstellung auf der Funkausstellung 1981 ist zu erwarten, daß die Compact Disc Ende 1982 im Markt eingeführt wird. Dazu ist selbstverständlich ein entsprechendes Repertoire an neuen Schallplatten notwendig. Namhafte Plattenhersteller haben bereits angekündigt, daß sie bis zu diesem Zeitpunkt einen entsprechenden Startkatalog vorbereitet haben werden, so daß ein Titelkatalog von zunächst mindestens 100 bis 200 Titeln zur Verfügung steht.

Tabelle: Technische Daten zum CD-System:

Platte	
Durchmesser	120 mm
Dicke der Platte (nur einseitig bespielt)	1,2 mm
Ø Mittelloch	15 mm
Ø am Programmstart (innen)	50 mm
max. Ø am Programmende (außen)	116 mm
Drehsinn, vom Laser aus gesehen	entgegen dem Uhrzeiger
Auslese-Geschwindigkeit	ca. 1,2...1,4 m/s
Drehzahl	ca. 500...200 U/min.
max. Spielzeit	60 min Stereo*)
Spurmittenabstand	1,6 µm
Material	Transparenter Kunststoff, aluminisierte Reflexionsschicht, Schutzlack
Signaldaten	
Abtastfrequenz	44,1 kHz
Quantisierung	16 Bit linear/Kanal
Datenfluß von der Platte	4,3218 MBit/s
Wiedergabedaten	
Anzahl der Tonkanäle	2 oder 4*)
Frequenzumfang	20...20 000 Hz
Signal/Rausch-Abstand	> 90 dB
Dynamikumfang	> 90 dB
Kanaltrennung	> 90 dB
Klirrfaktor	max. 0,05 %
Gleichlaufschwankungen	0,0..% (abhängig von der Präzision der Quarzreferenz)

*) bei vier Kanälen reduziert sich die Spieldauer entsprechend.

Stichworte zum Inhalt
PCM-Schallplatte, Compact Disc, Pit, Taktfrequenz, Quantisierung, Lese-Objektiv, Redundanz-Impulse, Feststofflaser, AHD-System, Mini Disc.

Andreas Matern

Digital-Audio-Recorder

PCM-Aufzeichnung auf VHS-Kassette

Die PCM-Technik (pulse code modulation) bietet einen weit besseren Frequenzgang und eine größere Dynamik bei gleichzeitiger Verringerung der Modulationsverzerrung, der harmonischen Verzerrung und der Gleichlaufschwankungen gegenüber der herkömmlichen analogen Audioaufzeichnung. Entsprechend hoch ist der technische Aufwand: Für die PCM-Aufzeichnung werden ein PCM-Prozessor und ein Videorecorder benötigt, beides nicht gerade billig, vom komplizierten Bedienungsaufwand einmal abgesehen.

Der japanische Hersteller Matsushita integrierte einen PCM-Prozessor und VHS-Recorder zu einem einzigen Gerät, das die digitale PCM-Tonaufzeichnung und -Wiedergabe auf VHS-Video-Kassetten ermöglicht und so einfach zu bedienen ist wie ein normales Audiokassettendeck. Es hat die Bezeichnung SV-P 100 (*Bild 1*) und verwendet normale VHS-Videokassetten nach dem EIAJ-PCM-Aufzeichnungsstandard. Damit ist die Kompatibilität mit Studiomaschinen und Geräten anderer Hersteller, die mit derselben Norm arbeiten, sichergestellt.

Die Arbeitsweise des PCM-Recoders (*Bild 2*) folgt dem üblichen Verfahren: Die Amplitude des Audiosignals wird in festen Zeitintervallen abgetastet (*Bild 3*). Beim SV-P 100 geschieht dies mit einer Abtastfrequenz von 44,056 kHz. Da die Abtastfrequenz doppelt so hoch sein muß wie die höchste wiedergebbare Audiofrequenz, liegt die obere Grenze des Wiedergabebereiches bei 22 kHz.

Den nächsten Schritt stellt die Quantisierung dar (*Bild 4*): Jedem Abtastimpuls wird eine bestimmte „Quantität" (z.B. 4, 7 oder 0 usw.) zugeordnet, die dann wiederum in einen Binär-Code umgesetzt wird. Für das 14-Bit-PCM-Signal mit einer Tastfrequenz von 44,056 kHz ist eine Aufzeichnungskapazität von über 2 MHz erforderlich – daher der Zwang zu einem Videorecorder mit entsprechender Aufzeichnungsbandbreite.

Vor der Aufzeichnung muß allerdings der Binär-Code in ein Fernseh-Normsignal umgesetzt werden. Da der beschriebene Recorder zuerst in den USA vorgestellt wurde, wurde naturgemäß der NTSC-Standard verwendet. Dieses NTSC-TV-Signal (*Bild 5*) wird sodann auf dem Videorecorder aufgezeichnet. Da die gleichen Spuren Verwendung finden wie bei einer normalen Videoaufzeichnung, sind also keinerlei Veränderungen erforderlich.

Zur Wiedergabe wird das Signal vom Videorecorder abgenommen und zunächst in einen Speicherkreis eingegeben, wo verschiedene Fehlerkompensationen z. B. (Gleichlaufschwankungen, drop outs) vorgenommen werden. Der resultierende Binär-Code wird dann in ein Audiosignal umgewandelt (Digital-Analog-Umsetzung) und durch ein Tiefpaß-Filter geführt, das die Impulsfrequenz herausfiltert. Jetzt kann das Audiosignal in der üblichen Weise verstärkt und wiedergegeben werden.

Die Möglichkeit der Fehlerkompensation stellt einen der wichtigsten Teile des Verfahrens dar, da hierbei so gut wie alle mechanischen Mängel des Aufnahme/Wiedergabevorganges beseitigt werden. Das am Ausgang des Tiefpaß-Filters abgegebene Audiosignal ist praktisch mit dem Original-Eingangssignal identisch.

LSI-Schaltkreise für digitale Umsetzung

Zur Steuerung der digitalen PCM-Verarbeitung hat Technics zwei neue ICs entwickelt. Ein 6,08 mm x 5,58 mm großer Chip (MN 6601) übernimmt die Aufzeichnung des PCM-Signals. Er entspricht rund 10 000 herkömmlichen Transistoren. Dieser Chip nimmt die von analog in digital umgesetzten Daten an, fügt ihnen den Fehlererkennungscode und den Korrekturcode bei und gibt sie als Video-Daten wieder ab. Ein weiterer Chip mit Abmessungen von 6,46 mm x 6,18 mm (MN 6602, entsprechend 15 000 Transistoren) dient bei der Wiedergabe zur Rekonstruktion des digitalen PCM-Signals, zur Fehlerkorrektur und zur Weiterleitung dieser Daten in serieller Form an den Digital/Analog-Umsetzer.

Bild 1. Der Digital-Audio-Recorder SV-P 100 von Matsushita verwendet normale VHS-Videokassetten für die Tonaufzeichnung

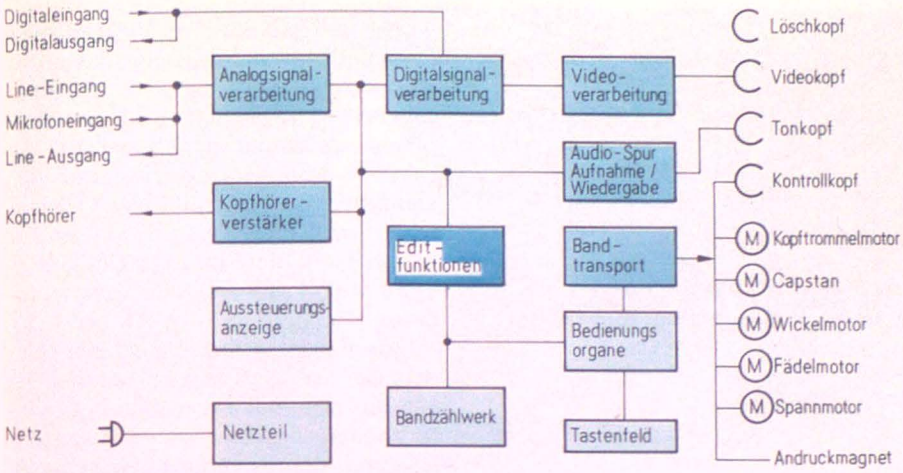


Bild 2. Blockschaltbild des PCM-Recorders

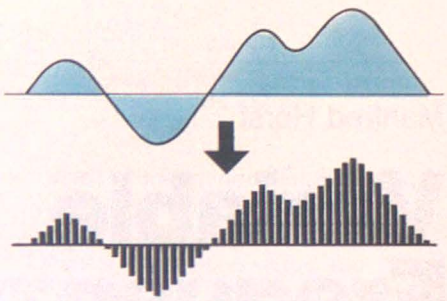


Bild 3. Der SV-P100 arbeitet mit einer Abtastfrequenz von 44 056 Hz (NTSC-Norm)

Beide ICs zusammengenommen bieten etwa die gleiche Verarbeitungskapazität wie rund 200 herkömmliche ICs. Die Entwicklung der beiden speziellen Chips war die Voraussetzung für einen kompakten Aufbau des PCM-Recorders, gleichzeitig verbessern sie die Zuverlässigkeit.

Auch bei der Konstruktion des Zeitbasis-Generators und weiterer Hilfsschaltungen zur Analog/Digital- und Digital/Analog-Umsetzung griffen die Entwickler auf einen neuen, schnellen Einzelchip hoher Dichte zurück: Der Bipolar-LSI AN6860 ist ein bipolarer Schaltkreis mit dicht gepackten Leiterbahnen in Zwei-Schicht-Aluminiumtechnik, Schottky-Sperrpuffern für hohe Betriebsgeschwindigkeit und rund 1100 Gattern.

Mikroprozessor steuert Bedienungsabfolge

Die Bedienung des PCM-Recorders gestaltet sich wie bei einem normalen Kassettenrecorder. Ein Mikroprozessor, der alle Funktionen überwacht, läßt keine fehlerhafte Handhabung zu. Zur bequemen Bedienung trägt vor allem der elektronische Suchlauf bei. Spielt der SV-P 100 ein bespieltes Band ab, wird der mit Sprungmarkierungen versehene Teil automatisch übersprungen. Zum Auffinden bestimmter Stellen dient eine Suchmarkentaste. Das Band läuft dann automatisch zur nächsten markierten Stelle. Mit der Locate-Taste kann schließlich ein bestimmter, mit dem Bandzählwerk aufzufindender Punkt gespeichert werden. Zudem verfügt der Recorder über digitale Mischein- und -ausgänge, Fernsteuerungsanschluß und ist mit einem Timer für automatische Aufnahmen einsetzbar. Die technischen Daten sind in der *Tabelle* angeführt.

Stichworte zum Inhalt
Digitale Tonaufzeichnung, PCM-Technik, Videorecorder, Quantisierung, Binär-Code, bipolare LSI-Schaltkreise, A/D – D/A-Umsetzer.

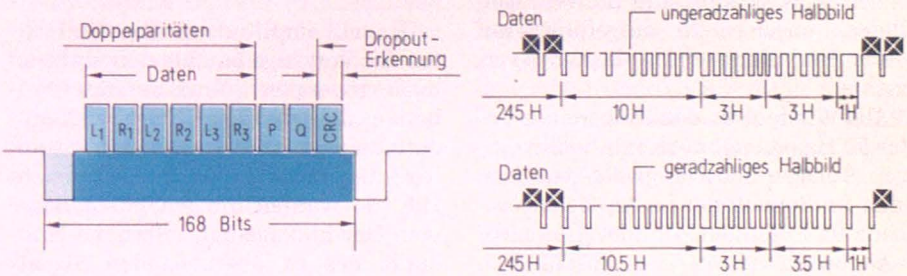


Bild 5. Die linke Darstellung zeigt die Signalverteilung über eine Zeile. In ihr sind die Audiodaten, Fehlerkorrekturdaten und Prüfzeichen für die Dropout-Erkennung enthalten. Die rechte Abbildung läßt die Datenübertragung im Bereich der vertikalen Austastlücke (NTSC-Norm) erkennen

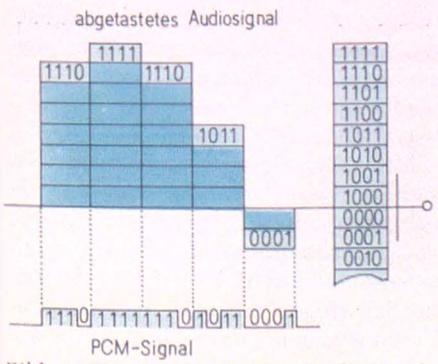


Bild 4. Die Amplitude des Audiosignals wird nach einer linearen 14-Bit-Quantisierung unterteilt. Das Bild zeigt eine vereinfacht dargestellte 4-Bit-Quantisierung

Technische Daten des SV-P 100

PCM-Norm:	nach Technical File -- STC-007
Quantisierung:	14 Bit linear
Band:	VHS-Standard-Videokassette
Signalformat:	NTSC-TV-Standardsignal VHS-Norm
Kanäle:	2 (links, rechts)
Frequenzumfang:	2 Hz...20 kHz (+0, −2,5 dB)
Eingänge	
Radio und Phono:	80 mV/50 kΩ
Mikrofon:	1,5 mV/600 Ω
Digital:	Videoformat 1 V an 75 Ω
Ausgänge	
Ausgangsspannung:	400 mV
Digital:	Videoformat 1 V an 75 Ω
Fernsteuerungsanschluß:	8polig DIN
Stromaufnahme:	90 W
Abmessungen:	430 mm x 278 mm x 340 mm

Manfred Horst

Variable Frequenzweiche

mit elektronischem Subwoofer

Dieser Beitrag beschreibt die Kombination aus einer elektronischen Frequenzweiche mit kontinuierlich einstellbarer Übergangsfrequenz und einer Korrekturschaltung für geschlossene Tieftonboxen zum Ausgleich des Pegelabfalls bei den tiefsten Frequenzen des Übertragungsbereichs.

Um unerwünschte Anhebungen im Infraschallbereich und damit verbundene störende Intermodulationen im Hörbereich zu vermeiden, ist ein steilflankiges Subbaßfilter eingebaut, das – speziell beim Betrieb des Geräts ohne Baßanhebung – überbrückt werden kann. Da erfahrungsgemäß jede Bauanleitung Anfragen mit Änderungswünschen auslöst, sind alle notwendigen Berechnungsformeln aufgeführt; auf deren Herleitung wurde allerdings verzichtet.

Die Wiedergabe des Baßbereichs unter 50 Hz bereitet auch mit hochwertigen Anlagen Schwierigkeiten, da man sich im Bereich der Lautsprecherresonanz und darunter befindet. Geschlossene Boxen weisen beim Anschluß an die üblichen Endstufen mit geringem Quellenwiderstand (Spannungsanpassung) unterhalb der Resonanzfrequenz einen Amplitudenabfall von 12 dB/Oktave auf, den man bei hinreichender Belastbarkeit der Lautsprecher und der Endstufen weitgehend mit elektrischen Mitteln (Baßanhebung) ausgleichen kann, sofern die tiefsten Frequenzen überhaupt in dem zu übertragenden Frequenzgemisch enthalten sind. Bei vielen Schallkonserven ist das leider nicht der Fall. Einige Direktschnitt- und Digitalaufnahmen bilden hier rühmliche Ausnahmen.

Zu den Phasenfehlern, die der Lautsprecher im Resonanzbereich produziert, kommen aber noch die unvermeidlichen Phasenverzerrungen des Korrekturnetzwerks mit teils gleich-, teils gegenläufigem Verhalten hinzu. Da sich Phasenfehler in diesem sehr tiefen Bereich nicht so störend auswirken wie bei höheren Frequenzen, verzichtet man meist auf die recht aufwendige Phasenkorrektur. Da die Lautsprechereigenschaften, sowie Einbau und „Umgebung" in die Korrektur eingehen müssen, ist eine universelle Lösung ohnehin kaum möglich.

Die „Hüllkurven"-Bässe

Das rein amplitudenmäßige Betrachten der Vorgänge brachte den einkanaligen, separaten Subwoofer mit steilflankigen Übergangsfiltern höherer Ordnung hervor, der einige hörphysiologische Erscheinungen außer acht läßt. So werden die fehlenden Bässe vom Ohr hinzugefügt, sofern die Hüllkurve des zu übertragenden Signals nicht grob verfälscht ist. Ein geläufiges Beispiel hierfür, das nicht im Bereich der Elektroakustik angesiedelt ist, bieten die Kirchen- oder Rathausglocken. Sie strahlen den Grundton, nach dem sie benannt sind, nicht oder nur sehr schwach ab. Trotzdem werden die „virtuellen Bässe" vom menschlichen Gehör wahrgenommen. Ähnliche Erscheinungen kann man bei einer Pfeifenorgel beobachten.

In der Elektroakustik wird die Hüllkurve oft durch die Übertragungskette – speziell durch die Lautsprecher – so verändert, daß man nur noch den verfälschten Konservenklang hört. Hier führt das Fehlen der tiefsten Bässe leicht zum Aufdrehen des Tiefeneinstellers. Da dessen Einsatzpunkt aber bei einer vergleichsweise hohen Frequenz liegt, entsteht das bekannte mulmige Klangbild mit überhöhten Mittelbässen. Auch das Herunterdrehen des Höheneinstellers ist durch das gewünschte Absenken von Verzerrungen linearer und nichtlinearer Art motiviert. Andererseits hat sich ein gewisser Gewöhnungseffekt an die unnatürlichen, „schummrigen" Bumsbässe ergeben – besonders dort, wo die Vergleichsmöglichkeit mit dem Original fehlt. Nur wenige Verstärker bieten die Möglichkeit, den Einsatzpunkt der Höhen- und Tiefeneinsteller zu verändern.

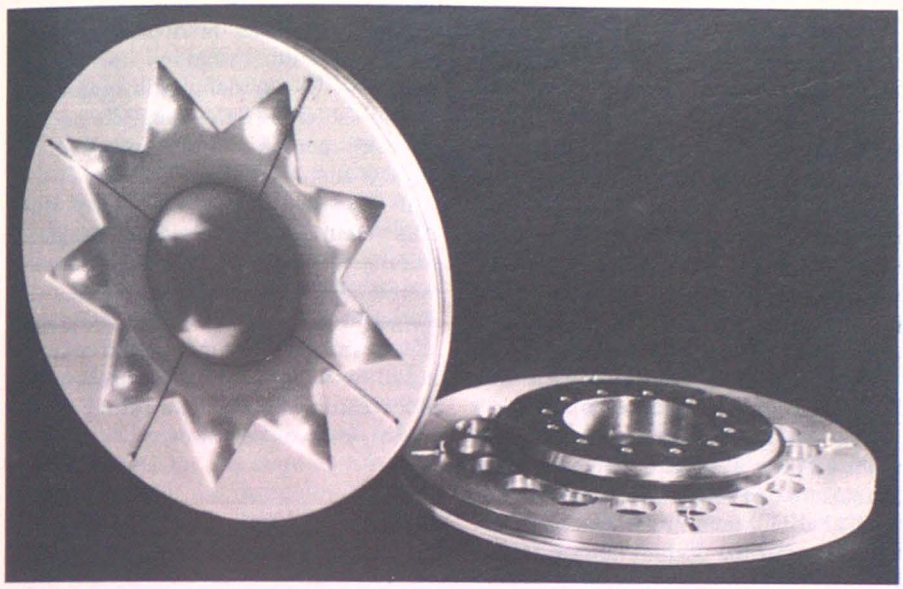
Eine möglichst originalgetreue Wiedergabe des akustischen Geschehens verlangt beispielsweise eine sehr exakte Wiedergabe der ersten Wellenfronten und das unverfälschte, schnelle Ansprechen des Lautsprechers auf das elektrische Signal, so daß die eigenen Ein- und Ausschwingvorgänge entweder völlig entfallen oder zumindest unter der Ansprechbarkeit des Ohres bleiben müssen.

Biegeschwinger kombiniert mit Kolbenlautsprecher

Obgleich eine rein widerstandsgehemmte Membran (Biegeschwinger) diesen Bedingungen, sowie den Forderungen nach Breitbandigkeit und Erhalt der Dynamik fast optimal entspricht, ergeben sich bei großen Amplituden im tiefen Baßbereich einige Schwierigkeiten, so daß sich eine Kombination mit mehreren parallelgeschalteten Kolbenlautsprechern mit sehr leichten, aber starren Hartschaummembranen anbietet.

Die widerstandsgehemmte Membran weist keine zeitverzögernde Energiespeicher auf, es entsteht eine schnelleproportionale Abstrahlung, die nicht operativ differenziert ist. Ferner benötigt der Biegeschwinger keine Mindestlautstärke, um „anzusprechen" und zu klingen. Um dieses Breitbandsystem, das nahezu ideal als Strahler nullter Ordnung fungiert, auch bei den Tiefen nicht ganz aus dem Übertragungsbereich herauszunehmen, wird der phasenfehlerfreie Übergang zu den Kolbenlautsprechern mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave angestrebt.

Mit einem derartigen Zweiwege-System wurde eine günstige Kombination gefunden, die den einander teilweise widersprechenden Forderungen weitgehend entspricht. Durch das synchrone Schwingen mehrerer benachbarter Tieftonsysteme sinkt die scheinbare Eigenresonanz gegenüber dem Einzelsystem, ohne daß man sich die Nachteile des übergroßen Baßlautsprechers einhandelt. Zudem bleiben die Mem-



1. Bei dem Manger-Schallwandler entsteht vom Mittelpunkt einer einzigen Scheibenmembran aus das Klangbild

branauslenkungen der Einzelsysteme wegen der Parallelschaltung kleiner als bei einem einzigen Baßlautsprecher. Die Unterstützung des Biegeschwingers durch die Tieftonsysteme läßt nun auch physische Bässe im Wiedergaberaum entstehen.

Getrennte Endstufen erforderlich

Die nach diesen Vorüberlegungen für Manger-Schallwandler (*Bild 1*) und Görlich-Podszus-Systeme TT 245 (*Bild 2*) in darunter befindlichen geschlossenen Tieftonboxen entwickelte Kombination aus Frequenzweiche und elektrischem Subwoofer läßt sich ohne weiteres auch für andere Lautsprecher nutzen, sofern die Anlage getrennte Endstufen für den Höhen- und Tiefenbereich besitzt. Die dynamischen Tieftöner müssen sich in einer geschlossenen Box befinden.

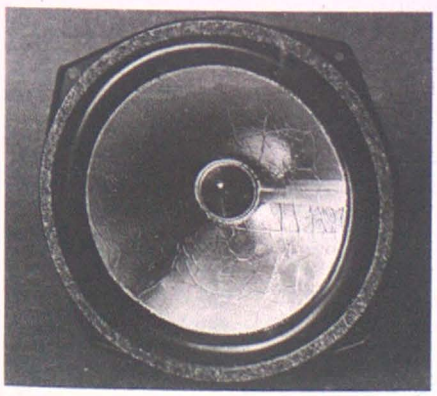


Bild 2. Lautsprecher nach dem System „Podszus Sandwich" von Fa. Görlich. Diese Lautsprecherchassis, bisher ausschließlich für die Studiotechnik (Klein & Hummel) gebaut, werden jetzt auch an Endverbraucher abgegeben

Dreiwege-Versuche mit den Görlich-Podszus-Mitteltönern in Verbindung mit verschiedenen Hochtonsystemen (Bändchen/Kondensator/dyn. Kalotte/Piezo) brachten zwar unterschiedliche, aber überwiegend noch akzeptable Lösungen, wobei sich die Probleme erst im Hochtonbereich einstellten. Eine Erklärung für ein akustisch nicht zufriedenstellendes Verhalten angeblich schneller Hochtöner ergab sich, als die Sprungantworten dieser Systeme auf Rechtecksignale oszillografiert vorlagen.

Steilheit des Subbaßfilters 18 dB/Oktave

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung der variablen Frequenzweiche mit elektronischem Subwoofer. Der Operationsverstärker IC 1 arbeitet mit drei CR-Gliedern als Hochpaßfilter zum Absenken der nicht direkt hörbaren Subbässe. Zwei Widerstände liegen an Masse, der mittlere Widerstand ist in Einfachmitkopplung zum Ausgang geführt. Dabei erreicht man eine hinreichende Entkopplung der drei CR-Glieder. Die Steilheit des Filters liegt bei 18 dB/Oktave. Es wurde eine Butterworth-Charakteristik gewählt. Bei einer Grenzfrequenz f_g = 20 Hz und drei gleichen Kondensatoren, die hier mit 0,1 µF festgelegt sind, ergeben sich folgende Widerstandswerte

$$R_1 = \frac{0{,}115}{f_g \cdot C} = 57\ k\Omega$$

$$R_2 = \frac{0{,}045}{f_g \cdot C} = 22{,}5\ k\Omega$$

$$R_3 = \frac{0{,}788}{f_g \cdot C} = 394\ k\Omega$$

Diese Widerstände kann man ausmessen, durch Parallel-/Serienschaltung kombinieren oder einfach durch Näherungswerte aus einer der Normreihen ersetzen. Die angegebenen Formeln bleiben sinngemäß gültig, wenn man eine andere Grenzfrequenz oder andere Kapazitätswerte anstrebt. Beim Überbrücken der drei Kondensatoren mit dem Schalter S ist das Filter ausgeschaltet. Der Quellenwiderstand der vorangehenden Stufe muß niederohmig und gleichspannungsfrei sein. Diese Bedingung kann man mit einem vorgeschalteten Impedanzwandler erfüllen; das war jedoch beim Originalgerät nicht erforderlich, weil noch ein Raum-Anpaßgerät mit kleinem Innenwiderstand vorgeschaltet war.

Frequenzweiche mit zwei OPs

Die elektronische Frequenzweiche besteht aus einem einstellbaren RC-Glied und zwei beschalteten Operationsverstärkern IC 2 und IC 3. Um Phasenfehler im Übertragungsbereich zu vermeiden, wird ein Konstantspannungs-/Konstantleistungsfilter mit der Steilheit 6 dB/Oktave gebildet. Die mit dem Potentiometer einstellbare Übergangsfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2\,\pi RC_{xx}}$$

liegt bei der angegebenen Dimensionierung zwischen 87 Hz und 482 Hz. Zum Erweitern des Einstellbereichs kann man beispielsweise umschaltbare Kondensatoren einbauen.

IC 2 arbeitet als Impedanzwandler (Spannungsfolger). Am Ausgang dieser integrierten Schaltung kann man das Tiefensignal vor dem elektrischen Subwoofer abgreifen. Außerdem gelangt das Tiefensignal auf den invertierenden Eingang von IC 3, während das Gesamtsignal auf den nicht invertierenden Eingang geht. Dadurch wird das Tiefensignal vom Gesamtsignal subtrahiert. Am Ausgang von IC 3 liegt nur noch das Höhensignal. Durch diesen kleinen Schaltungskniff braucht man beim Ändern der Übergangsfrequenz nur ein passives Bauteil zu verstellen; für die stereofone Ausführung genügt ein Tandempoti.

Durch die Art der Beschaltung des invertierenden Eingangs entsteht eine

zweifache Verstärkung für das Gesamtsignal; den Ausgleich besorgt der einstellbare Spannungsteiler vor dem nicht invertierenden Eingang von IC 3. Man stellt den Trimmwiderstand bei eingangsseitigem Anschluß eines RC-Generators oder Nf-Wobblers und ausgangsseitig entkoppelter Summation der Höhen- und Tiefenausgänge auf eine frequenzunabhängige Gesamtausgangsspannung ein. Der Trimmwiderstand ist nicht zum Ausgleich unterschiedlicher Endstufenverstärkung oder Lautsprecherwirkungsgrade gedacht; dazu muß man die Pegel-Einsteller der Endstufen heranziehen.

Subwoofer ohne Phasenkorrektur

Der ursprüngliche Gedanke war, ein aktives Tiefpaßfilter mit Einfachmitkopplung zu verwenden. Dabei eröffnet sich nämlich die Möglichkeit, die Grenzfrequenz durch zwei gleich große Einstellwiderstände (Tandempoti) und zwei identische Kondensatoren durchgehend zu variieren. Zudem kann man den Filtertyp durch Verändern eines Spannungsteilers mit Hilfe eines Einfachpotis kontinuierlich verstellen. Die Pegelanhebung des ausgefilterten Tiefstfrequenzbereichs hätte eine weitere integrierte Schaltung erfordert, da der Verstärkungsfaktor der Filterstufe zum Vermeiden von Eigenschwingungen unter 3 bleiben muß und zudem vom eingestellten Filtertyp abhängt. Ferner war noch eine Phasenkorrektur mit Hilfe veränderlicher Allpaßfilter eingeplant. Vorversuche zeigten, daß dieser Mehraufwand nicht unbedingt erforderlich ist; das Einstellen der optimalen Wiedergabe wird dadurch lediglich erschwert.

Wenn bei einem Nachbau die Meßmöglichkeiten fehlen, wird ein derartiges Gerät nur zu einem Spielinstrument mit zahlreichen Drehknöpfen entarten. Außerdem hätte die stereofone Ausführung ein präzises Vierfachpotentiometer oder die getrennte Frequenzeinstellung zur Folge. So entstand eine weniger aufwendige, abgemagerte Version, die den praktischen Bedürfnissen weit mehr entspricht.

IC 4 arbeitet mit seiner äußeren Beschaltung als aktives Filter mit Zweifachgegenkopplung, die Steilheit beträgt 12 dB/Oktave. Verstärkungsfaktor v, Eck-, Grenz- oder Übergangsfrequenz f_g (oder die zugehörige Kreisfrequenz $\omega_g = 2\pi f_g$) und die Filtercharakteristik (hier speziell: kritische Dämpfung, Besseltyp und Butterworthcharakteristik) kann man frei wählen. Es gelten die Beziehungen

a) $R_5 = -v \cdot R_4$ (das Minuszeichen verweist lediglich auf den invertierenden Eingang)

b) $C_1 = a : [\omega_g (R_5 + R_6) + \frac{R_5 \cdot R_6}{R_4}]$

c) $C_2 = b : (\omega^2_g C_1 R_5 R_6)$

Die Koeffizienten a und b legen die Filtercharakteristik fest; die Zahlenwerte entnimmt man *Tabelle 1*. Gibt man neben dem gewünschten Verstärkungsfaktor v noch R_4 und R_6 willkürlich vor, so erhält man nach a) unabhängig von der Frequenz den Widerstand R_5. Die Widerstände verbleiben daher fest in der Schaltung; die nach b) und c) berechneten Kondensatoren sollten austauschbar sein.

Tabelle 1. Filterfaktoren a und b

	kritisch	Bessel	Butterworth
a	1,2872	1,3617	1,4142
b	0,4142	0,6180	1,0000

In *Tabelle 2* ist ein Auszug aus einer Auswertung durch einen programmierbaren Digitalrechner für die drei speziellen Filtercharakteristiken wiedergegeben. Die dabei angeführten Werte für R_4, R_6 und v sind nur als zufällige Vorgabedaten anzusehen. Bei jeder Änderung sind natürlich R_5, C_1 und C_2 neu zu bestimmen.

Praktische Hinweise für einen weiteren Ausbau

In Bild 1 ist jeweils nur ein Kondensator ohne Dimensionsangabe eingetragen, um eine bessere Übersicht für die Schaltungsfunktion zu erhalten. Für eine universelle Verwendung des elektronischen Subwoofers wird man mehrere Kondensatoren und einen Umschalter einbauen. Im allgemeinen dürften drei oder vier Schaltstellungen für Eckfrequenzen zwischen 40 und 60 Hertz ausreichen. Um Ladungs- und Entladungsvorgänge beim Umschalten zu unterbinden, schaltet man zweckmäßig jeden Kondensator mit einem hochohmigen Widerstand in Reihe und überbrückt die Widerstände der gerade benötigten Kondensatoren mit dem Schalter. Wer den hohen Aufwand nicht scheut, kann selbstverständlich für C_1 und C_2 separate Kapazitätsdekaden aufbauen, um so die unterschiedlichen Filtertypen und Über-

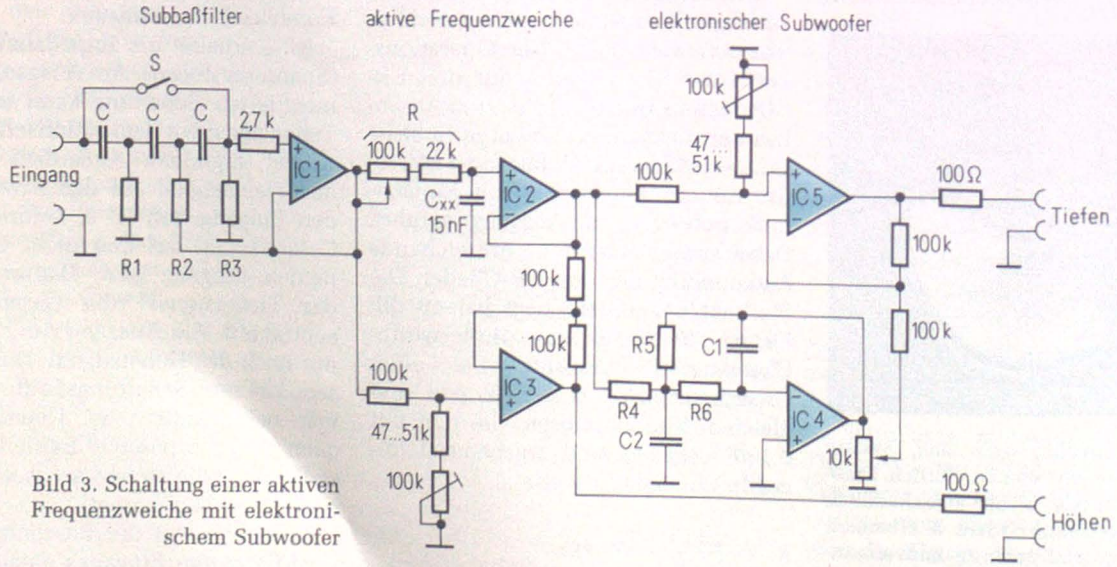


Bild 3. Schaltung einer aktiven Frequenzweiche mit elektronischem Subwoofer

gangsfrequenzen wählen zu können. Wird diese – keinesfalls erforderliche – Vielseitigkeit nicht gewünscht, so reicht auch eine Steck- oder Klemmvorrichtung für die Kondensatoren. Nur die optimalen Bauteile verbleiben dann im Gerät; bei einem späteren Lautsprecherwechsel sind die Kondensatoren leicht auszutauschen.

Am Ausgang des Tiefpaßfilters befindet sich ein Potentiometer, mit dem man den angehobenen tiefstfrequenten Spannungsanteil kontinuierlich einstellen kann. Da IC 4 das Eingangssignal invertiert, geht das Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang von IC 5. Durch die doppelte Invertierung entsteht (abgesehen vom Phasenverhalten des Filters) eine phasenkorrekte Summe beider Anteile durch IC 5. Wie bei IC 3 tritt eine etwa zweifache Verstärkung des Signals am nicht invertierenden Eingang auf. Die Korrektur erfolgt bei heruntergedrehtem Subwoofer-Potentiometer in der zuvor beschriebenen Weise bei rückwirkungsfreier Addition von Höhen- und Gesamt-Tiefenausgang mit Hilfe des Trimmwiderstands am nicht invertierenden Eingang von IC 5.

Die beiden von außen bedienbaren Potentiometer für die Frequenzweiche und den Subwoofer sind gleichspannungsmäßig nicht von der Umgebung entkoppelt. Da nur eine seltene Betätigung erforderlich ist, dürften eventuell auftretende Geräusche beim Bedienen dieser Einsteller nicht stören. Andernfalls ist eine Entkopplung mit Kondensatoren größerer Kapazität zu empfehlen. Es sollten nur hochwertige Operationsverstärker mit großem Eingangswiderstand und hoher Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate) Verwendung finden. Geeignet sind z. B. der Typ LF 356 oder die Einfach- und Mehrfachausführungen der TL 80-Serie.

Stichworte zum Inhalt
Elektronische Frequenzweiche mit einstellbarer Übergangsfrequenz, elektronischer Subwoofer, Hüllkurve, Biegeschwinger, Manger-Schallwandler, Görlich-Podszus-System TT 245

Tabelle 2. Kondensatoren C1 und C2 für verschiedene Frequenzen und Filtertypen

vorgegeben: R_4 = 100 kΩ; R_6 = 150 kΩ; V = –3,9; R_5 = 390 kΩ

Frequenz	kritisch		Bessel		Butterworth	
fg/Hz	C_1/nF	C_2/nF	C_1/nF	C_2/nF	C_1/nF	C_2/nF
20	9.105	49.243	9.632	69.453	10.003	108.212
25	7.284	39.394	7.705	55.562	8.002	86.569
30	6.070	32.829	6.421	46.302	6.668	72.141
35	5.202	28.139	5.504	39.687	5.716	61.835
40	4.552	24.621	4.816	34.726	5.001	54.106
41	4.441	24.021	4.698	33.879	4.879	52.786
42	4.335	23.449	4.586	33.073	4.763	51.529
43	4.234	22.904	4.480	32.303	4.652	50.331
44	4.138	22.383	4.378	31.569	4.547	49.187
45	4.046	21.886	4.280	30.868	4.445	48.094
46	3.958	21.410	4.187	30.197	4.349	47.048
47	3.874	20.954	4.098	29.554	4.256	46.047
48	3.793	20.518	4.013	28.938	4.168	45.088
49	3.716	20.099	3.931	28.348	4.083	44.168
50	3.642	19.697	3.852	27.781	4.001	43.284
51	3.570	19.311	3.777	27.236	3.922	42.436
52	3.501	18.939	3.704	26.712	3.847	41.620
53	3.435	18.582	3.634	26.208	3.774	40.834
54	3.372	18.238	3.567	25.723	3.704	40.078
55	3.310	17.906	3.502	25.255	3.637	39.349
56	3.251	17.587	3.440	24.804	3.572	38.647
57	3.194	17.278	3.379	24.369	3.509	37.969
58	3.139	16.980	3.321	23.949	3.449	37.314
59	3.086	16.692	3.265	23.543	3.390	36.682
60	3.035	16.414	3.210	23.151	3.334	36.070
65	2.801	15.151	2.963	21.370	3.077	33.296
70	2.601	14.069	2.752	19.843	2.858	30.917
75	2.428	13.131	2.568	18.520	2.667	28.856
80	2.276	12.310	2.408	17.363	2.500	27.053
85	2.142	11.586	2.266	16.341	2.353	25.461
90	2.023	10.943	2.140	15.434	2.222	24.047
95	1.916	10.367	2.027	14.621	2.105	22.781
100	1.821	9.848	1.926	13.890	2.000	21.642

Wattstunden-Meßgerät

Das Wattstundenmeter Modell 102A *(Bild)* ist ein überlastsicheres und handliches Universalinstrument zur Messung von Strom- und Spannungseffektivwert, Wechselstromleistung (AC), totale Leistung (DC+AC), Ladung und Energie im Frequenzbereich DC...50 kHz. Eine 3½stellige Flüssigkristallanzeige dient zur Strom-, Spannungs- und Leistungsmessung. Ladung und Energie werden an einem 5stelligen Impulszähler aufsummiert.

Aus Sicherheitsgründen sind die fünf Eingangsbuchsen auf der Rückseite angebracht und das Instrument mit einem galvanisch getrennten Recorderausgang versehen. Das Modell 102A besitzt sechs Strombereiche 200 µA bis 20 A, vier Spannungsbereiche 2 bis 2000 V, neun Leistungsbereiche 200 µW bis 20 kW, sechs Ladungsbereiche 9.9999 mAh bis 999.99 Ah und neun Energiebereiche 9.9999 mWh bis 999.99 kWh. Ein zusätzlicher 100-A-Shunt erweitert den Strombereich um das fünffache, den Ladungs-, Leistungs- und Energiebereich um das zehnfache. Als Optionen zum Instrument sind ein isolierter Breitband-Schreiberausgang, ein 100-A-Shunt und ein isolierter A/D-Konverterausgang lieferbar.

Das Wattstundenmeter Modell 102A von Neumüller Meßtechnik erlaubt elektrische Leistungs- und Energiemessungen in weiten Grenzen

Das Wattstundenmeter eignet sich für Leistungs- und Energiemessungen in der Starkstrom-, Nachrichten- und Ultraschalltechnik sowie in der Akustik. Mit dem vom Meßkreis galvanisch getrennten Breitband-Schreiberausgang lassen sich transiente Leistungsvorgänge aufnehmen. Ta.

Gebrauchstest SL-C7

Maßstäbe gesetzt

Als Nachfolger der Betaformat-Videorecorder SL-8000 brachte Sony vor etwa zwei Jahren den Recorder SL-C7 auf den Markt. Dieses Gerät setzte mit seiner großen Anzahl an Sonderfunktionen, seinem Design und seiner Bildqualität sehr hohe Maßstäbe, die es heute noch zu erreichen gilt. Die Signalübertragung im Bereich der Videoköpfe steht diesmal im Vordergrund unserer technischen Betrachtung.

Dem Videorecorder SL-C7 (*Bild 1*) waren, bevor er in Deutschland verkauft werden konnte, Gerüchte vorausgegangen, die, wenn man nur die Hälfte davon als etwa wahr annahm, noch immer eine Überraschung wert waren; und keiner wurde enttäuscht, als die ersten Geräte verteilt wurden.

Außergewöhnliches Design

Was zuerst an diesem Gerät ins Auge stach, das war sein außergewöhnliches Design – eine Gehäuseform, die damals noch als gewöhnungsbedürftig galt, man heute jedoch in seiner Grundform auch bei vielen anderen Herstellern sehen kann. Hinzu kamen die ums Eck gezogenen, wackeligen Bedienungstasten, die – sowohl von vorne als auch von oben betätigt – die gewünschte Funktion auslösten. Oder der Timer, mit dem innerhalb von 14 Tagen vier verschiedene Sendungen automatisch aufgezeichnet werden konnten. Automatischer Sendersuchlauf war zwar schon vom Fernsehgerät her bekannt, aber in einem Heim-Videorecorder noch neu mit den Sonderfunktionen „Reset" (Zurücksetzen des Kanals an den Anfang) und „Automatische Programmierung". Dabei wird, ohne Anzuhalten, das gesamte Frequenzband durchlaufen, und der Benutzer kann anhand der entsprechenden Leuchtdioden-Kombination erkennen, in welchem Kanalbereich empfangswürdige Sender vorhanden sind.

Bedienung mit viel Komfort

Hat man an diesem Gerät einmal den Netzschalter gefunden (vorne links unten im zurückgesetzten Teil der Frontplatte), so gibt nach dessen Betätigen zunächst einmal der Timer durch Blinken zweier kleiner Punkte Auskunft, daß die angezeigte Uhrzeit falsch ist. Das Einstellen der richtigen Uhrzeit ist einfach, es kann aber nur in eine Richtung (positiv) gezählt werden. Links von der Siebensegment-Anzeige sind die Betriebsarten-Wahlschalter On, Standby und Timer, rechts davon die Ejekt-Taste angeordnet. Beim Betätigen aktiviert sie einen Hubmagneten, der die Kassettenschachtverriegelung freigibt. Der Schacht wird dann gedämpft nach oben bewegt. Beim Niederdrükken des Kassettenschachts spannt sich die Hubfeder wieder.

Nach der Ejekt-Taste folgen die Rew-Taste für schnellen Rücklauf, die Stop-Taste, die Play-Taste, die FF-Taste für schnellen Vorlauf, die Pausen-Taste und die beiden Picture-Search-Tasten für schnellen Suchlauf vorwärts und rückwärts mit erkennbarem Bildinhalt.

Die Bildwiedergabe der letzten beiden Laufwerksfunktionen ist, wie auch die mit einem Schiebepotentiometer kontinuierlich einstellbare Zeitlupenwiedergabe, durch horizontale Störzonen beeinträchtigt. Dies liegt daran, daß bei diesen Sonder-Bandvorschubgeschwindigkeiten der Bandtransport nicht exakt mit dem Aufnahme-Bandvorschub übereinstimmt. Bei Standbild- und „x3"-Funktion (3fache Wiedergabegeschwindigkeit) konnten durch elektronische Maßnahmen die Störstreifen im Bild beseitigt werden. Nach Betätigen der Frame-Taste in Pausenfunktion wird das Band um zwei Halbbilder weitertransportiert und verbleibt wieder in Pausenfunktion.

Zur Aufnahme braucht nur eine einzige Taste bedient zu werden. Besonders herauszustellen ist, daß sich alle wichtigen Laufwerksfunktionen auch von der zum Lieferumfang gehörenden Infrarot-Fernsteuerung aus bedienen lassen.

Moderner Tuner, mechanisches Zählwerk

Der Tuner hat, wie schon erwähnt, Sendersuchlauf usw. wie auch einen Schiebeschalter zur automatischen Feinabstimmung der insgesamt zwölf vorprogrammierbaren Stationstasten. Die Gründe, weshalb man sich für ein mechanisches Zählwerk entschied, sind uns nicht bekannt. Auf die automatische Endalarm-Piepseinrichtung, die zu allem Überfluß auch noch schaltbar ist, hätte man verzichten können. (Für Anstalten die rund um die Uhr aufzeichnen müssen und somit durch den Piepston daran erinnert werden eine neue Kassette einzulegen, mag Endalarm eine wichtige Einrichtung sein.)

Unter den Kanalwahltasten, im zurückgestzten Teil der Frontpartie sind der Trackingregler, die Mikrofonbuchse, der Eingangswahlschalter und die Kamera-Anschlußbuchse unterge-

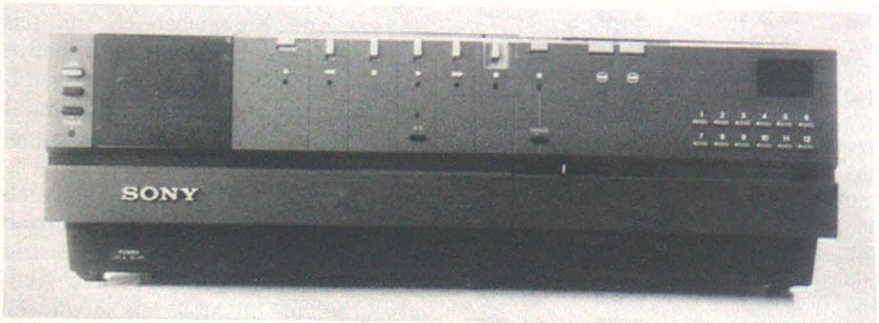


Bild 1. Für den Videorecorder SL-C7 von Sony sind Videokassetten nach dem Betaformat-System zu verwenden. Das Videoband wird nach dem U-Loading-Fädelsystem um die Kopftrommel gelegt

bracht. Über sie wird die Videokamera mit Energie versorgt, Video- und Audiosignale in beide Richtungen übertragen und die Pausenfunktion des Recorders gesteuert.

An der Geräterückseite (*Bild 2*) sind für die Hf-, Video,- und Ton-Ein-und -Ausgänge 75 Ω, BNC und Cinch-Anschlüsse angebracht. Die Netzspannung wird über eine Buchse ins Gerät geführt und der Netzspannungswähler hat die beiden Stellungen 100...127 V und 220...240 V.

Bild 2. Für Bild-, Ton- und Antennensignale sind jeweils Einzelbuchsen vorgesehen

Band immer eingefädelt

Nach Einlegen einer Betaformatkassette und Niederdrücken des Kassettenschachts wird das Videoband nach dem U-Loading-Verfahren um die Kopftrommel gelegt und verbleibt während aller Laufwerksfunktionen in dieser Stellung. Dies ist wiederrum auch der Grund für die relativ langsame Umspulgeschwindigkeit (wegen der Mehrbelastung des Bandes), hat aber andererseits den Vorteil, daß der zeitraubende Fädelvorgang eingespart wird. Beim Einfädeln und in Umspulfunktion ist die Geräuschentwicklung im Vergleich zu neueren Recorder-Entwicklungen hörbar stärker vorhanden. Die Bildqualität (subjektiv beurteilt) kann, was Auflösung, Farbwiedergabe, Rauschen und Bildstand anbelangt, als gut bezeichnet werden. In den Zeitlupe- und Zeitrafferfunktionen ist das Gerät, da bisher weder nachgeführte Videoköpfe noch vier Videoköpfe auf der Kopftrommel eingesetzt werden, anderen Recordern wegen der vorhandenen Störzone unterlegen. Es sammelt aber wieder Pluspunkte durch die Nachvertonungsmöglichkeit, den eingebauten Testgenerator und die schon erwähnte drahtlose Fernbedienung.

Die Schwierigkeiten bei der Preisgestaltung scheinen selbst jetzt, nach zwei Jahren, noch nicht gelöst zu sein. Anzeigen mit empfohlenen Verkaufspreisen weichen oft erheblich von Händlerangeboten in den Tageszeitungen ab.

Aufnahme und Wiedergabe über rotierende Übertrager

Wie bereits im letzten Heft angekündigt, wird bei jedem Video-Gebrauchstest ein Schaltungsdetail ausgewählt und näher betrachtet – hier der den rotierenden Videoköpfen folgende Übertrager.

Bei diesem Gerät, wie bei den meisten Heim-Videorecordern auch, sind es zwei Videoköpfe, die sowohl bei Aufnahme als auch bei Wiedergabe die Bildinformation zum oder vom Videoband übertragen. Sie liegt in Form eines FM-Signals mit einer Bandbreite von etwa 100 kHz...6 MHz vor.

Der Informationsaustausch zwischen den rotierenden Köpfen und den mit dem Chassis fest verbundenen Wiedergabe-Kopfverstärkern erfolgte früher über Schleifringe. In modernen Geräten wird diese kritische Schnittstelle mit rotierenden Übertragen gelöst:

Die den Videoköpfen zugewandten Übertragerhälften rotieren, während die mit dem Kopfverstärker verbundenen Übertragerhälften fest mit dem Kopfzylinder des Chassis verbunden sind. Der Trick dabei ist, daß die Durchmesser der vier kreisrunden Übertragerspulen so bemessen sind, daß primär- oder sekundärseitig der kleinere Ring in den größeren Ring gelegt (beide Übertragerhälften in einer Ebene) genügend Abstand voneinander ist, um sich nicht gegenseitig zu beeinflussen. Von den beiden feststehenden Übertragerhälften aus wird das Signal beim SL-C7 zu einem weiteren Übertrager mit sechs Windungen geführt. Zwei sind mit den Wiedergabeverstärkern, zwei mit den Aufnahmeverstärkern und die restlichen zwei mit dem Videokopfübertrager verbunden (*Bild 3*). Au.

Stichworte zum Inhalt

SL-C7, SL-8000, Sendersuchlauf, Sonder-Bandvorschubgeschwindigkeiten, Endalarm-Piepseinrichtung, U-Loading-Fädelsystem, Betaformat-Kassette, rotierende Übertrager.

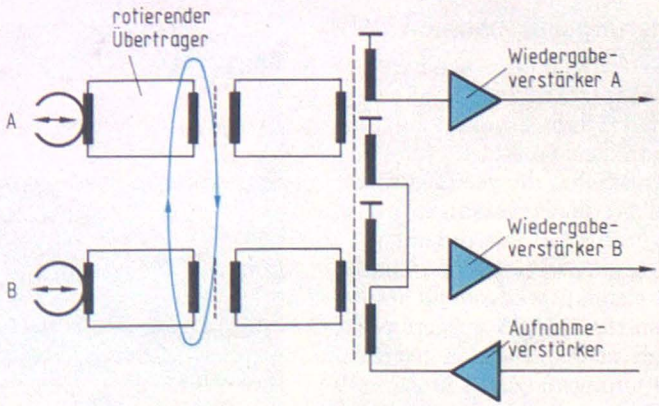


Bild 3. Die rotierenden Spulen in der Kopfeinheit sind je nach Betrieb (Aufnahme oder Wiedergabe) primärer oder sekundärer Teil des Übertragers

Universelles Chassiskonzept

Mit Einführung des Mehrkanaltons im Fernsehen startet Grundig eine vollkommen neuentwickelte Generation von Super-Color-Farbfernsehgeräten mit Stereoton.

Stichworte zum Inhalt
Mehrkanalton, Compact-Universal-Chassis, Basisverbreiterung.

Im Mittelpunkt der neuen Geräteserie von Grundig steht das „Compact-Universal-Chassis" *(Bild 1)*. Es wird einheitlich bei allen Stereo- und Mono-Modellen zum Einsatz kommen und hat gegenüber dem bisherigen Modul-Chassis ⅓ weniger Bauteile und kann in der Fertigung bis zu 70 % automatisch bestückt werden. Mit den Abmessungen 37 cm x 36 cm ist es auch nur halb so groß wie sein Vorgänger. Die servicefreundlichen Steckkarten geben dem neuen Chassis eine hohe Flexibilität sowie vielfältige Erweiterungsmöglichkeiten hinsichtlich Video- und Bildschirmtext, Kabelfernsehen oder Secam-Empfang.

Obwohl in den Stereo-Farbfernsehgeräten jeweils zwei Lautsprechergruppen mit insgesamt vier Lautsprechersystemen eingebaut sind, konnte die Gehäusebreite sogar geringfügig schmaler als bei herkömmlichen Mono-Modellen gehalten werden. Eine schaltbare elektronische Stereo-Basisverbreiterung *(Bild 2)*, die auch bei Mono eine Basisverbreiterung bewirkt, ist serienmäßig eingebaut.

Rationalisierungsmaßnahmen

Neben der Entwicklung neuer Modelle – unter Einsatz modernster Technologien – hat Grundig weitreichende Rationalisierungsmaßnahmen in der Fertigung eingeleitet, die geeignet sein dürften, die Wettbewerbsfähigkeit erheblich zu verbessern. So werden heute bei Grundig die beschriebenen Chassis für Fernsehgeräte weitgehend automatisch bestückt und so ausgerüstet, daß alle sich noch bietenden technischen Erweiterungsmöglichkeiten nur durch den Einsatz von Steckkarten realisiert werden können. Weitere Rationalisierungserfolge resultieren aus dem verstärkten Einsatz von Mikroprozessoren. So ist es heute durch einen weitgehend automatisierten Fertigungsablauf möglich, pro montiertem Farbfernsehgerät bis zu 180 Lohnminuten einzusparen, abgesehen davon, daß durch den verstärkten Einsatz von Mikroprozessoren auch noch ein Drittel weniger Bauteile als bisher benötigt werden.

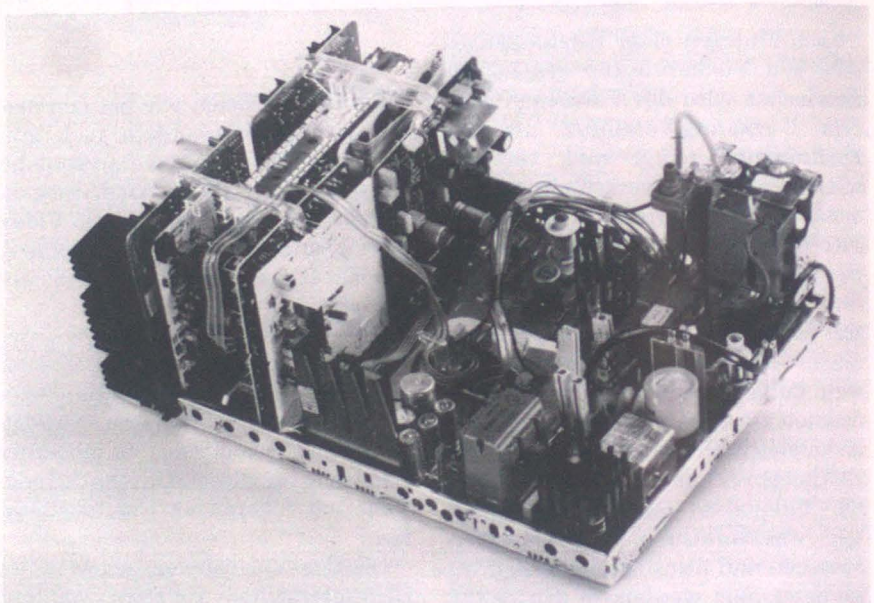


Bild 1. Ein Drittel weniger Bauteile sind auf dem neuen Chassis (Foto: Grundig)

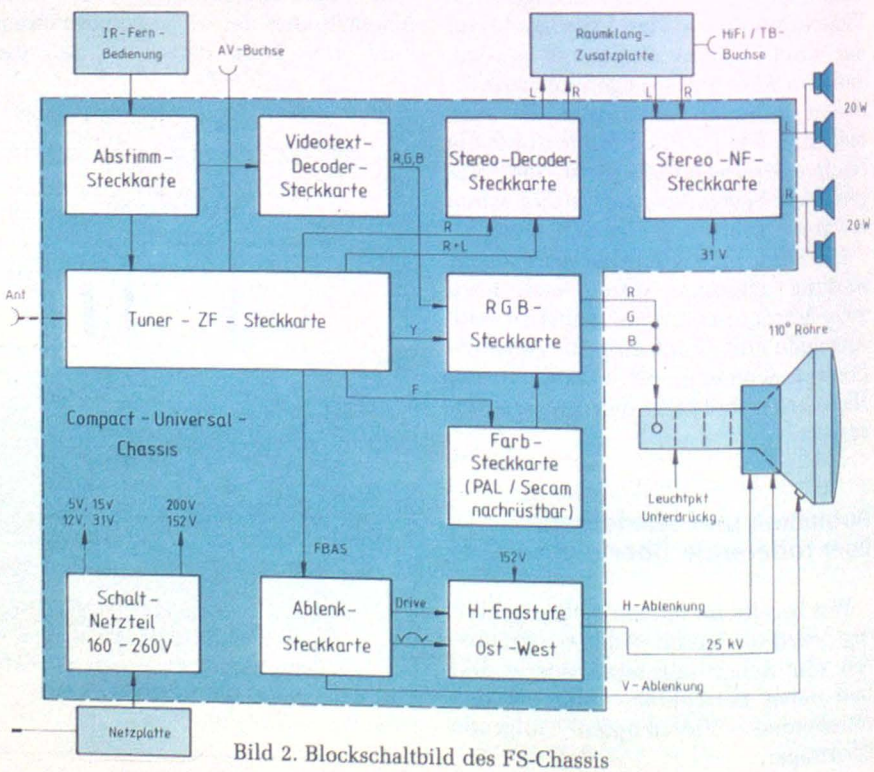


Bild 2. Blockschaltbild des FS-Chassis

Videofilmen mit 7,5 Kilogramm

Bild 2. Die TVC-202-Farbvideokamera gehört zu den Leichtgewichten mit ihren 1,7 kg. In kurzen Aufnahmepausen können nicht benötigte Kamerafunktionen abgeschaltet werden, was den Stromverbrauch auf 25 % absenkt (Werkfoto)

Für das Hobby „Videofilmen" bietet Blaupunkt einen neuen tragbaren Video-Recorder an: der RTX-200 wiegt komplett mit Akku und Videokassette (also betriebsbereit) 5,8 kg. Die dazu passende Kamera wiegt noch einmal 1,7 kg.

Durch den Betrieb aus der Auto- bzw. Bootsbatterie (12 V) oder durch die Verwendung eines Akku wird der Benutzer unabhängig von der Steckdose. Aufgeladen wird der in den Recorder einschiebbare Akku entweder mit dem Netzteil PX-200, das auch für die Spannungsversorgung – direkt aus der Steckdose – für den stationären Betrieb ausgelegt ist oder mit dem Video-Tuner TTP-200. Dieser ermöglicht durch seinen VHF/UHF-Tuner und den eingebauten Timer, Fernsehsendungen unabhängig vom Fernsehgerät aufzuzeichnen. Acht verschiedene Fernsehprogramme während eines Zeitraums von 14 Tagen können programmiert werden.

Besonders interessant für den Videofilmer sind die Laufwerkfunktionen, die dem Benutzer die Möglichkeiten zur Bildmanipulation bieten: Der RTX-200 verfügt über Zeitlupe (⅓ der Normalgeschwindigkeit), Zeitraffer (3fache Normalgeschwindigkeit), Standbild und Standbildfortschaltung (zur Betrachtung von Einzelbildfolgen). Diese besonderen Laufwerkfunktionen lassen sich auch über die mitgelieferte Kabelfernbedienung im Wiedergabebetrieb steuern. Eine Schaltautomatik für elektronischen Bildschnitt, die flimmerfreie Szenenübergänge sichert, gehört ebenso wie die Möglichkeit zur Neu- bzw. Nachvertonung zur serienmäßigen Ausstattung.

Darüber hinaus bringt Blaupunkt zur Internationalen Funkausstellung zwei neu entwickelte Farbvideokameras, die dem Videoamateur durch verringertes Gewicht und verringerte Stromaufnahme ein längeres Videofilmen mit einer Akkuladung ermöglichen. Die beiden neuen Modelle TVC-200 *(Bild 2)* und TVC-202 sind mit elektronischem Sucher/Monitor (für exakte Übereinstimmung von Sucherbild und aufgezeichnetem Bild) sowie Sofortkontrolle der aufgezeichneten Szenen ausgestattet.

Energiesparen in Aufnahmepausen

Neu ist bei der TVC-202 und der TVC-200 die automatische Blendenregelung, die in Verbindung mit der elektronischen Nachregelung in der Kamera stets eine optimale Belichtung der aufgezeichneten Szenen gewährleistet. Durch die integrierte Energie-Sparschaltung können während kurzer Aufnahmepausen nicht benötigte Kamerafunktionen abgeschaltet werden. Dadurch wird der Energieverbrauch von 6,7 auf 1,7 Watt reduziert.

Alle bisherigen Merkmale von Blaupunkt-Kameras blieben erhalten: Die gute Weißbalance und die bei Zoom-Verschiebung unverändert einwandfreie Schärfe-Einstellung. Das spezielle ¾-Zoll-Vidikon (Trielectrode Vidicon) mit direkter Abnahme der RGB-Signale sorgt für Freiheit von Fehlfarben an Farbsprüngen. Es ermöglicht eine hohe Farbsättigung im Signal, wie man es vom Super-8-Film her gewohnt ist. (Röhren mit nur einer Katode müssen die Farben elektronisch durch Filter trennen, was in kritischen Fällen zu ausgesprochenen „Verwirrungszonen" führen kann).

Es gibt unterschiedliche Objektiv-Ausstattungen für verschiedene An-

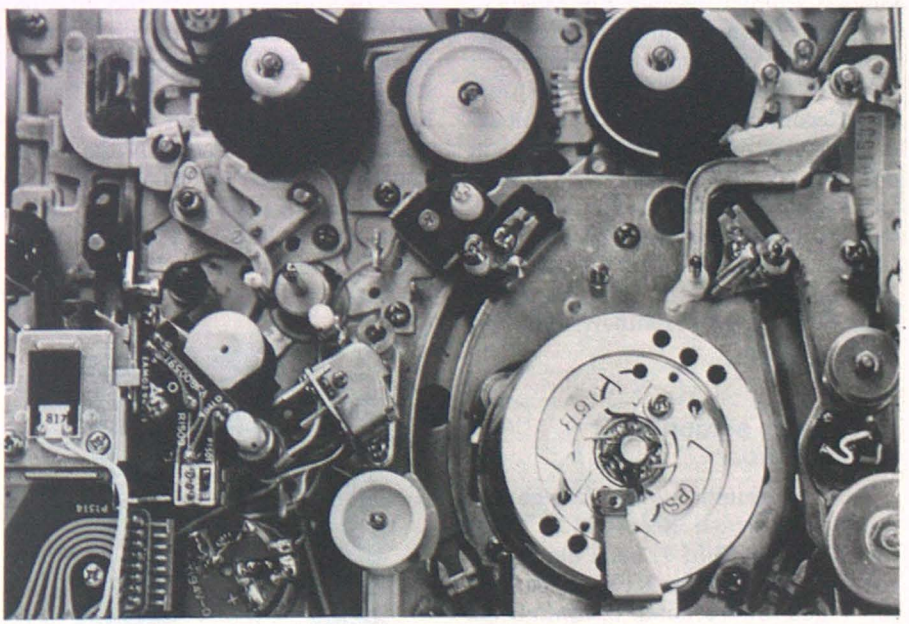


Bild 1. Blick in das Innenleben der neuen Videorecorder von Blaupunkt: Ein Aluminium-Druckgußchassis sorgt für mechanisch stabilen Aufbau. Rechts unten die (quarzgesteuerte) Kopftrommel, die Matsushita für Blaupunkt fertigt (Foto: Knapp)

Bild 3. Fernsteuerbar sind alle Funktionen des Videorecorder-Spitzenmodells (Foto: Blaupunkt)

wendungsschwerpunkte: Für die TVC-200 reichen 75 Lux für die Aufzeichnung von Video-Szenen aus; das lichtstarke 6fach-Power-Zoom mit motorischer Brennweitenverstellung von 14 bis 84 mm hat eine Lichtstärke von 1:1,6.

Die TVC-202-Kamera ist mit einem lichtstarken 1:1,6-Macro-Zoom-Objektiv ausgestattet, dessen Brennweite von 14,5 bis 52 mm variiert werden kann.

Beide Kameras sind für die Live-Ton-Aufzeichnung ausgestattet. Das Elektret-Kondensator-Mikrofon der TVC-202 ist fest montiert; das Elektret-Richtmikrofon der TVC-200 ist ausziehbar und hat eine ausgeprägte Richtcharakteristik. Damit Kommentare des Videofilmers mit aufgezeichnet werden können, besteht die Möglichkeit, ein zweites (auf der Rückseite montiertes) Mikrofon zuzuschalten.

Die TVC-200 verfügt außerdem über eine Gegenlichtkorrektur. Die kompakte Bauweise und das geringe Gewicht der TVC-202 (1,7 kg) und der TVC-200 (1,9 kg) sind hervorzuheben. Zum Zubehörsortiment gehören ein Weitwinkelkonverter für beide Videokameras, Videoleuchten, Stativ und Stativwagen, Film-/Diakopiereinheit und Verbindungskabel.

Zwei neue, stationäre Videorecorder

Das Programm wird abgerundet durch die beiden Recorder RTV-202 und RTV-222 *(Bild 3)* nach dem VHS-System. Dabei ist der RTV-202 für alle die Video-Interessenten bestimmt, die nicht das umfassende Feature-Angebot von Spitzenmodellen ausnutzen wollen. An Technik wird geboten: Quarzgesteuerter Direktantrieb der Kopftrommel, Aluminiumdruckgußchassis, Möglichkeit zum elektronischen Bildschnitt (für flimmerfreie, nahtlose Übergänge von Szene zu Szene), Zeitlupe (⅓ der Normalgeschwindigkeit), Zeitraffer (3fache Normalgeschwindigkeit), Standbild und Standbildfortschaltung.

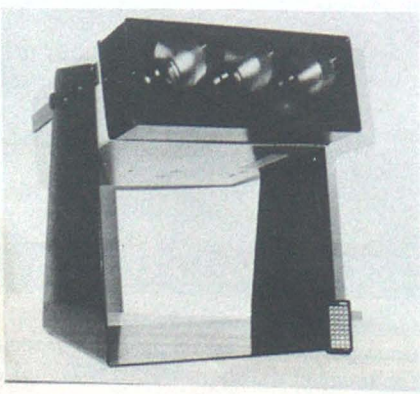
Der Programmierzeitraum für unbeaufsichtigte Fernseh-Mitschnitte ist für die Vorwahl eines Programmes innerhalb von 14 Tagen ausgelegt. Aufzeichnung täglich zeitgleicher Sendungen ist mit der Funktion „Every Day Recording" alternativ möglich.

Das neue Spitzenmodell RTV-222 ist der erste Videorecorder von Blaupunkt mit eingebauter Infrarot-Fernbedienung. Alle Recorder-Laufwerkfunktionen sind fernsteuerbar; außerdem können mit der Tastatur wie beim Farbfernsehgerät die eingestellten Programme direkt abgerufen werden. Das Feature-Angebot enthält Zeitlupe, Zeitraffer, Standbild und einen 9fachen Bildsuchlauf, der vorwärts (Cue) oder rückwärts (Review) gewählt werden kann. Der 14-Tage-Timer hat genügend Speicherplatz, um vier verschiedene Programme sowie täglich wiederkehrende Sendungen automatisch aufzunehmen.

Diagonale 2...7 m

Der Farbvideo-Großbildprojektor Hi-Beam *(Bild)* wird in Deutschland von Bito vertrieben. Er ist ausgelegt für Bildschirmdiagonalen von 2...7 m. Als Projektionswand dient eine normale Leinwand. Das Gerät ist für Auf- und Rückprojektion sowie für Wand- und Deckenmontage oder auch freistehende Aufstellung geeignet. Seine Masse beträgt 52 kg. Die Ansteuerung erfolgt über zwei Video- und Audio-Eingänge. Farbwiedergabe ist für die Systeme Pal, Secam, NTSC 3,58 und NTSC 4,43 möglich; als Option wird noch ein RGB-Eingang angeboten.

Zur direkten Ansteuerung eines Lautsprechers ist ein Nf-Verstärker im Projektor eingebaut. Für den Lichtstrom an der Optik sind 350 lm angegeben. Der Service wird durch den modularen Aufbau, die automatische Randfokussiereinrichtung und den eingebauten Gittermuster-Generator erleichtert. Je nach Wunsch steht eine Infrarot- oder Kabelfernbedienung zur Auswahl.



Optokoppler mit geringem Strombedarf

Die beiden neuen Optokoppler HCPL-2503 (Einkanal-Ausführung) und HCPL-2533 (Zweikanal-Ausführung) von Hewlett-Packard wurden speziell für die Anwendungen in LSTTL-Schaltungen entwickelt. Bei einem Eingangsstrom von 8 mA können damit Übertragungsgeschwindigkeiten von 250 kBit/s realisiert werden. Daher eignen sie sich besonders für Schaltungskonzepte, in denen geringer Strombedarf und hohe Übertragungsgeschwindigkeit gefordert werden.

Die beiden neuen Koppler werden in einem 8-Pin-DIL-Plastikgehäuse geliefert, wodurch bei Einsatz der Zweikanal-Version HCPL-2533 Bestückungskosten und Platzbedarf verringert werden können. Durch die hohe Gleichtaktunterdrückung werden Störsignale wirkungsvoll unterdrückt. Beide Koppler sind mit 3000 V geprüft. Ra.

Michael Schütz

Magnetblasen-speicher

Kompliziertes verständlich dargestellt

In den letzten Jahren hat sich der Begriff „Magnetblasenspeicher" in der Technik breit gemacht. Der Grund ist wohl darin zu suchen, daß sich im Bereich der löschbaren Massenspeicher mit relativ schneller Zugriffszeit ein Bauelement hervortat, das bei geringem Volumen eine für heutige Verhältnisse sehr hohe Speicherkapazität anbietet. Trotz seines Bekanntheitsgrades erfreut sich die Funktion des Magnetblasenspeichers weitgehender Anonymität. Der Autor war Teilnehmer am Wettbewerb um den FUNKSCHAU-Preis 1981 und gewann in der Gruppe „Kompliziertes verständlich dargestellt" mit diesem Beitrag den 1. Preis.

Für das Abspeichern von Daten werden üblicherweise Halbleiter-, Kernspeicher oder ähnliches verwendet. Massenspeicher sind überwiegend Band- oder Plattengeräte mit einer Vielzahl mechanischer Teile. Ein neues Prinzip des Massenspeichers ohne mechanische Bauelemente ist der Magnetblasenspeicher.

Domänen als Informationseinheit

Wie der Name schon sagt, muß die Darstellung der einzelnen Bits etwas mit Magnetismus zu tun haben. Man hat nun herausgefunden, daß bestimmte magnetische Materialien (z. B. Granat) von streifenförmigen magnetischen Bereichen, sogenannten Domänen durchzogen werden. Die Magnetisierungsrichtung verläuft in diesen Streifen jeweils in der gleichen Richtung. (*Bild 1a*). Wirkt nun ein Magnetfeld – z. B. von zwei Dauermagneten – auf das Material, so ziehen sich die magnetischen Streifen zu zylinderförmigen Gebilden, Blasen genannt, zusammen (*Bild 1b*). Die ganze Schicht ist also jetzt mit Blasen oder Zonen mit jeweils gleicher Magnetisierung übersät. Man kann sich nun vorstellen, daß ein Bit durch eine solche Blase dargestellt wird. Es läßt sich eine bestimmte Ordnung in dem Material erreichen, so daß für jede Blase ein bestimmter Platz vorgesehen ist. Ist der Platz mit einer Blase belegt, so entspricht das einer binären 1, und falls nicht, stellt dies eine 0 dar. Es muß also eine Möglichkeit geben, gezielt auf den Platz einer Blase zuzugreifen, um dort den Zustand der Magnetisierung abzufragen (lesen) oder zu ändern (schreiben), so wie dies bei anderen Speichern der Fall ist.

Die Funktion anhand eines Kugelmodells erklärt

Anhand eines Modells (*Bild 2*) soll das Speicherprinzip dargestellt werden. Das Modell besteht aus einem Vorratsbehälter mit Kugeln, Tor 1 und Tor 2, einem Fließband C, einem Detektor und einem Auffangbehälter. Auf dem Fließband können an den gekennzeichneten Stellen Kugeln abgelegt werden.

Läuft nun eine Kugel aus dem Vorratsbehälter über die Bahn zum Tor 1, so wird sie erst in dem Augenblick vom Fließband übernommen, wenn das Tor öffnet. Es wird also zunächst das Fließband in die gewünschte Stellung gebracht und dann Tor 1 geöffnet. So kann man der Reihe nach die Fließbandplätze mit Kugeln besetzen (oder leer lassen). Auf dem Band ist somit in Form von besetzten und nicht besetzten Stellen eine Information hinterlegt.

Um die Information auszulesen, müssen die Kugeln wieder der Reihe nach heraustransportiert und durch

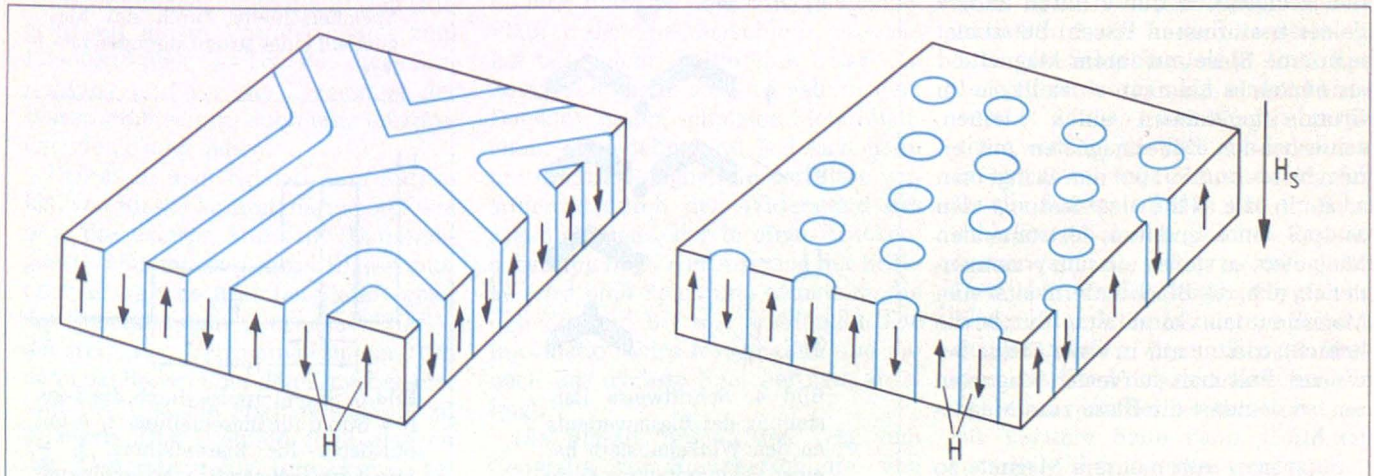


Bild 1. a) Streifenförmige Domänen in einer Granatschicht; b) Zylinderdomänen (Blasen) unter Einwirkung eines äußeren Magnetfeldes H_S

den Detektor erkannt werden. Man dreht nun das Fließband weiter, bis die erste Kugel vor Tor 2 steht und öffnet es. Die Kugel läuft durch den Detektor, der den Zustand „Kugel da" erkennt, und wird vom Auffangbehälter übernommen. War auf dem Band an der betreffenden Stelle keine Kugel, so wartet der Detektor nach Öffnen von Tor 2 vergebens. Er vermerkt diesen Zustand als „Kugel nicht da". „Kugel da" und „Kugel nicht da" entsprechen „Bit gesetzt" (logisch 1) und „Bit nicht gesetzt" (logisch 0).

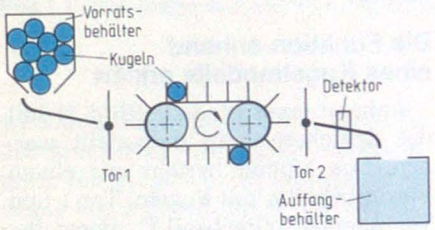


Bild 2. Modell eines Magnetblasenspeichers

Bild 3. Die charakteristische Form der Winkelelemente

Im folgenden soll nun gezeigt werden, wie die Bauteile des Modells im Magnetblasenspeicher realisiert sind. Es ist wohl nicht schwer zu erkennen, daß die Kugeln die Magnetblasen darstellen sollen, aber wie sieht das Fließband aus?

Die Bewegung der Magnetblasen

Aus der Physik ist bekannt, daß sich Magnetfelder – und das sind die Blasen ja eigentlich nur – durch andere Felder beeinflussen lassen. Betrachtet man eine Blase mit ihrem Magnetfeld als einzelnes Element, so stellt sie im Grunde genommen einen kleinen, schwebenden Dauermagneten mit einem Nord- und Südpol dar. Bringt man z. B. in die Nähe des Südpols den Südpol eines anderen, feststehenden Magneten, so stoßen sie sich voneinander ab, d. h. die Blase entfernt sich vom Magneten (sie kann sich durch die Schichtstruktur nur in einer Ebene bewegen). Polt man den festen Magneten um, so wandert die Blase zum Magneten hin.

Setzt man nun mehrere Magnete so zusammen, daß eine Schleife (Fließband) entsteht, und polt diese in einer bestimmten Reihenfolge nacheinander um, so springt eine Blase (Kugel) schrittweise von einem Magneten zum nächsten. Die Frage ist nun, wie man solche Magnetisierungswechsel erreicht.

Rotierendes Magnetfeld mittels zweier Feldspulen

Eine von einem Strom I durchflossene Spule erzeugt ein magnetisches Feld. Bringt man ein Metallstück in das Feld, so wird es in Richtung der Feldlinien magnetisiert. Polt man den Strom und kehrt damit das Feld um, so wird auch das Feld im Metallstück umgekehrt. Läßt man zwei äußere Felder unterschiedlicher Richtung auf das Metallstück einwirken, so richtet sich seine Magnetisierung nach der Resultierenden der einzelnen Feldlinien aus. Durch zwei zueinander um 90° versetzte Spulen und Ansteuerung mit Dreieckströmen erreicht man ein drehendes Feld und eine umlaufende Magnetisierung des Metallstückes. Die Phase der beiden Dreieckströme ist um 90° gegeneinander verschoben.

Nun zu dem Metallstück: Wie bereits beschrieben, soll eine in sich geschlossene Schleife von Einzelmagneten (Metallstücken) aufgebaut werden. Ein Aneinanderreihen von Metallwinkeln (Chevron) nach *Bild 3* auf der Granatschicht bringen den gewünschten Erfolg. *Bild 4* zeigt für eine Felddrehung die Fortbewegung der Blase von einem Metallwinkel zum nächsten, ein Metallwinkel stellt somit einen Speicherplatz (eine Stelle auf dem Fließband dar. In der Praxis haben die Schleifen z. T. mehr als 4000 Bitpositionen, d. h. es können über 4000 Blasen hintereinander wie auf dem Band transportiert werden. Die Metallwinkel bestehen aus Permalloy (80 % Nickel und 20 % Eisen). Dieses Metall ist weichmagnetisch und läßt sich leicht ummagnetisieren. Die Drehfeldfrequenz beträgt ca. 100 kHz.

Wie oben gezeigt, passieren die Blasen vor Übernahme in die Speicherschleife (Schreiben) bzw. nach dem Verlassen der Schleife (Lesen) ein Tor. Diese Tore (Gates) bestimmen also den Zeitpunkt der Blasenübergabe.

Wie sehen die Tore aus?

Fließt ein Strom durch einen Leiter, so bildet sich bekanntermaßen um ihn ein magnetisches Feld; die Richtung der Feldlinien hängt dabei von der Stromrichtung ab. Magnetfelder, d

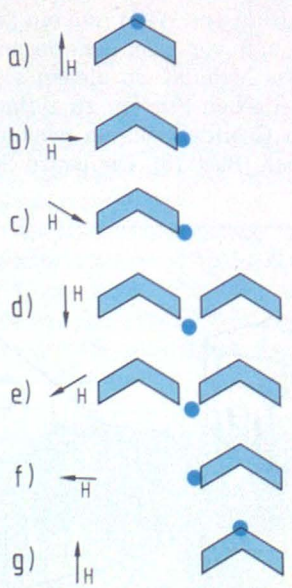


Bild 4. Schrittweise Darstellung des Blasenverlaufs an den Winkelmustern bei einer Feldumdrehung (Vorrücken um eine Stelle in der Schleife)

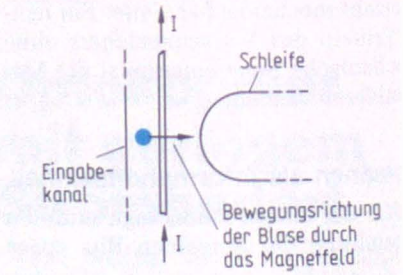


Bild 5. Blasenübertragung zur Speicherschleife durch das Magnetfeld eines stromführenden Leiters

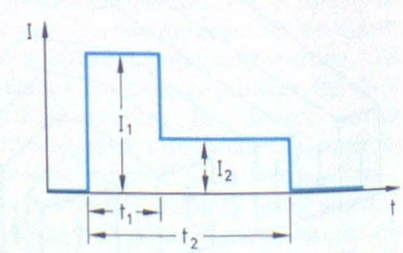


Bild 6. Stromimpulse durch die Tore I_1 = Strom für Blasenteilung, t_1 = Impulsdauer für Blasenteilung, I_2 = Strom für vollständige Blasenübertragung, t_2 = Impulsdauer für vollständige Blasenübertragung

sich in der Nähe befinden, werden auch durch dieses Feld beeinflußt. Führt man nun den Leiter an den „wartenden" Blasen vorbei, so wird auf diese bei fließendem Strom eine Kraft ausgeübt. Die Blasen bewegen sich in Richtung der Feldlinien. Liegt der Leiter zwischen ankommender Bahn und Speicherschleife, so werden die Blasen zur Schleife hintransportiert, wenn ein Strom duch den Leiter fließt (*Bild 5*). Die Ströme haben für den Transport von und zu der Speicherschleife eine Größe von ca. 150 mA.

Würde nun aber eine Blase aus der Schleife herausgeholt und zum Detektor geführt, so wäre anschließend der Speicherinhalt verloren (Löschen des Speichers). Man könnte zwar nach dem Lesen die Daten neu einschreiben, was aber einen großen Zeitaufwand bedeutet; es geht jedoch viel einfacher.

Während des Heraustransportierens aus der Schleife wirken zwei Kräfte auf die Blase: die des Drehfeldes und die des stromführenden Leiters (Tor). Das Magnetfeld der Blase paßt sich den Kraftfeldern an, d. h. die Blase wird gedehnt bzw. auseinandergezogen. Wirkt das Kraftfeld des Tores nun längere Zeit (hier etwa 5 µs) auf die Blase, so löst sie sich vollkommen aus ihrer alten Lage und wandert auf die andere Seite des Tores. Ist das Kraftfeld des Tores nur kurz (ca. 0,25 µs) vorhanden, dafür aber stärker, so wird die Blase förmlich „auseinandergerissen"; ein Teil verbleibt in der Schleife, der andere springt auf die andere Seite des Tores (*Bild 6*).

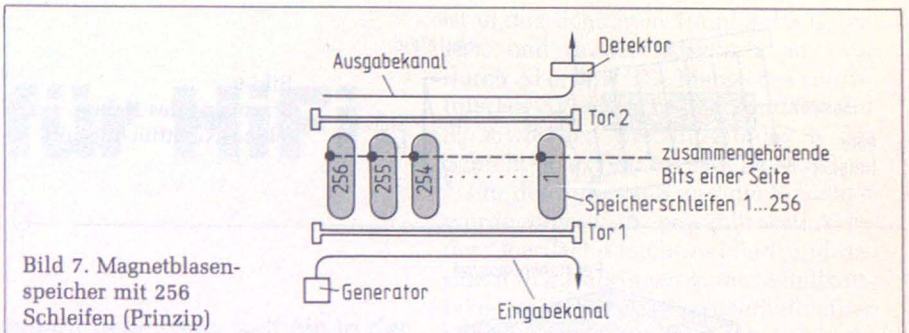


Bild 7. Magnetblasenspeicher mit 256 Schleifen (Prinzip)

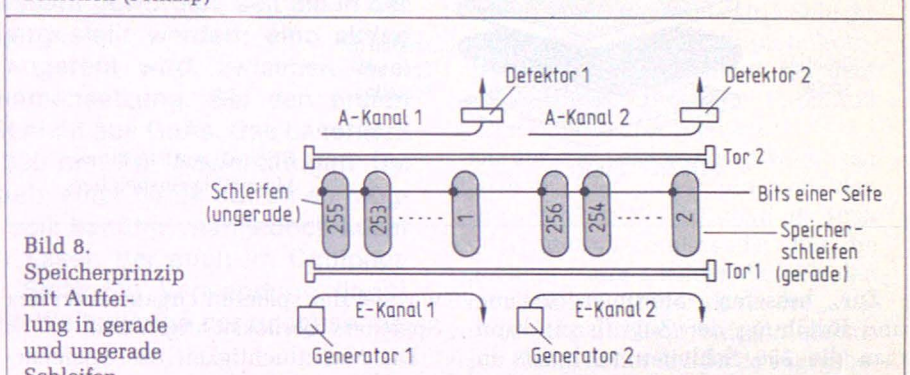


Bild 8. Speicherprinzip mit Aufteilung in gerade und ungerade Schleifen

Blasenbildung durch Dauermagnet

Im Modell gelangten die Blasen (Kugeln) aus einem Vorratsbehälter zum Fließband über das Tor. Für diese Einrichtung und für die Erzeugung der Blasen muß es nun auch eine entsprechende Lösung geben.

Daß es in dem Kristall zum Entstehen von Blasen kommt, dafür sorgt wie o. a. das externe Stützfeld (Dauermagnete). Nur müssen diese Blasen nun noch an einer bestimmten Stelle – eben der Generatorstelle (Vorratsbehälter) – dauernd zur Verfügung stehen, um dann bei Bedarf über den Eingabekanal und Tor 1 in die Speicherschleife zu gelangen. Das Drehfeld muß also an der Generatorstelle unwirksam gemacht und durch ein anderes, gerichtetes Feld ersetzt werden, damit die Blasen zu dieser Stelle „hingezwungen" werden. Man erzeugt dieses Feld durch parallele Führung von zwei stromdurchflossenen Leitern in der Generatorzone. Bei Stromfluß sammeln sich die Blasen an dem Leiterteil, auf den die Feldlinien zeigen. Ähnlich wie bei den Toren wird durch den Stromimpuls eine Blase dann in Richtung der Feldlinien zum tangierenden Eingabekanal hintransportiert.

Blasenerkennung

Nach Verlassen der Speicherschleife wandert die Blase (bzw. der abgetrennte Teil) über den Ausgabekanal zu einem Detektor. Dieser muß erkennen, ob eine Blase an dem entsprechenden Platz in der Speicherschleife gesessen hat oder nicht. Sollte eine Blase „im Anmarsch" sein, so wird sie vor dem Detektor, einem schmalen Metallplättchen, ausgedehnt und legt sich dann um ihn. Das Magnetfeld der Blase verändert dadurch den Widerstand des Metallstreifens, der in einer Brückenschaltung liegt. Am Ausgang der Brükke wird eine Spannung gemessen, die den Zustand Bit = 1 wiedergibt. Die Information wird festgehalten und danach der nächste Speicherplatz abgefragt.

Die Blasen müssen den Weg vom Generator zur Speicherschleife, von dieser zum Detektor und innerhalb der Schleife zurücklegen. Die Fortbewegung in der Schleife erfolgt wie bereits erwähnt durch die aneinandergereihten Metallwinkel, auf die das Drehfeld wirkt. Dementsprechend sind die Ein- und Ausgabekanäle aufgebaut; sie haben jeweils einen tangierenden Punkt mit der Speicherschleife (durch Tore getrennt) und führen dann zu den Endpunkten.

Die Speicherorganisation

Bisher war immer nur die Rede von einer Speicherschleife. Darin läßt sich natürlich keine große Datenmenge unterbringen, und die Zugriffszeit auf einen bestimmten Speicherplatz bei einer zu langen Schleife wäre auch zu groß. Man teilt den Speicher daher nach *Bild 7* auf: In dem Baustein sind z. B. 256 Schleifen mit je 4096 Speicherplätzen vorhanden. Damit können $4096 \times 256 = 1\,048\,576$ Bits gespeichert werden. Die Bits werden nun zu Blöcken, zu Seiten zusammengefaßt. Da die Blasen auf den 256 Speicherschleifen jeweils im gleichen Takt umlaufen (auf sie wirkt ja das gleiche Drehfeld), werden die jeweils gleichen Plätze jeder Schleife zu einer Seite zusammengefaßt. Beim Ein-/Auslesen sind die Ein-/Ausgabekanäle an allen Schleifen parallel vorbeigeführt und die gesamte Seite kann gleichzeitig (parallel) übernommen werden. Beim Lesevorgang werden die 256 Bits nacheinander (seriell) durch den Detektor geführt und ausgewertet.

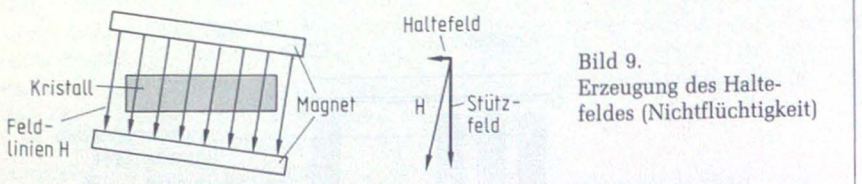


Bild 9.
Erzeugung des Haltefeldes (Nichtflüchtigkeit)

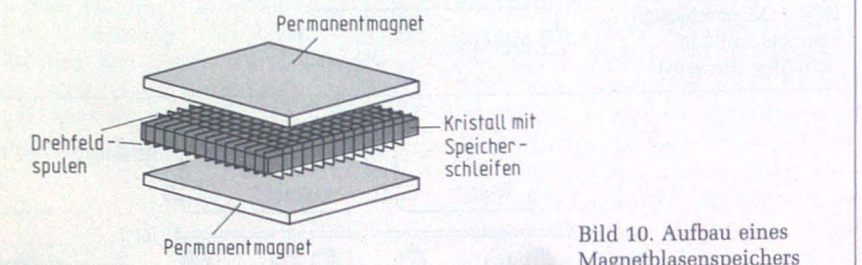


Bild 10. Aufbau eines Magnetblasenspeichers

gibt sich nach *Bild 9, 10* eine horizontale Feldkomponente (Haltefeld) durch Permanentmagnete, die die Blasen bei Stromausfall (Fortfall des Drehfeldes) in der bestehenden Position festhält.

Magnetblasenspeicher stehen mit der entsprechenden Zusatzelektronik (Controller, Stromimpulsgenerator, Spulentreiber usw.) seit einiger Zeit als Einplatinen-Speicher zur Verfügung. Neben der beschriebenen Bauform gibt es natürlich noch andere Varianten, z. B. in der Form der Metallwinkel (Kreuze, T-Stücke usw.), im Erzeugen des Drehfeldes ohne Spulen oder auch in der Speicherorganisation (Zusammenfassen der Ein-/Ausgabekanäle zu einer Hauptschleife) – das Grundprinzip ist aber in allen Fällen gleich.

Stichworte zum Inhalt
Massenspeicher, magnetische Domänen, Blasen, Speicherprinzip, Feldspulen, Dreieckströme, Chevron, Permalloy, Speicherschleife, Generatorstelle, Stützfeld.

Zur besseren Störunterdrückung und Erhöhung der Zugriffszeit kann man die 256 Schleifen nochmals in zwei Gruppen zu 128 Schleifen teilen. Die eine Gruppe enthält dann die geraden, die andere die ungeraden Bits. Für das Ein- und Auslesen werden dann zwei Generatoren, zwei Ein-/Ausgabekanäle und zwei Detektoren benötigt (*Bild 8*). Ein Ausgabekanal ist um einen Schritt länger als der andere, so daß die beiden Detektoren abwechselnd die Blasen der geraden und ungeraden Schleifen abfragen. Durch eine Reihenschaltung der Detektoren in der vorher erwähnten Brückenschaltung erhält man für die geraden Bits z. B. einen positiven, für die ungeraden einen negativen Ausgangsimpuls. Man kann nun entweder die gesamte Seite in Bytes (zu 8 Bit) aufteilen, oder man schaltet acht Speicherbausteine parallel, womit dann Bit 1 jedes Bytes in Platte 1, Bit 2 in Platte 2 usw. gespeichert sind.

Die Adressierung eines Speicherplatzes bzw. einer Seite erreicht man durch Abzählen der Feldumdrehungen = Speicherplatzschritten in der ext. Elektronik von einer bestimmten 0-Position aus.

Probleme bei der Fertigung

Da es bei der Fertigung des Magnetblasenspeichers vorkommen kann, daß ein Teil der Schleifen nicht zu gebrauchen sind, werden zunächst mehr Schleifen auf dem Kristall angelegt, als wirklich gebraucht werden. In einer besonderen Schleife werden dann nach der Fertigung in einem Testlauf die guten und schlechten vermerkt, was bei der späteren Organisation des Speichers berücksichtigt wird.

Die Nichtflüchtigkeit des Speicherinhaltes wird durch eine „Schräglage" des Stützfeldes erreicht. Dadurch er-

Thermo-Druckköpfe

R-Ohm bietet Standard-Thermo-Druckköpfe für Liniendruck (dabei arbeitet man mit feststehendem Druckkopf) der japanischen Firma Toyo Elektronics Industry an. Die Druckköpfe in Dünnfilm- und Dickfilmtechnik werden einbaufertig mit Kühlkörper, Ansteuerelektronik für serielle Dateneingabe und Steckeranschluß sowie für Druckbreiten von 56 bis 256 mm geliefert. Die Auflösung beträgt 8 Punkte/mm. Es lassen sich Druckzeiten bis zu 5 ms/Linie erreichen, das entspricht ca. 20 s für eine DIN-A4-Seite. Bei entsprechender Ansteuerung können mehr als zwölf Grauwerte dargestellt werden (*Bild*).

Für seriellen Druck werden Thermo-Druckköpfe mit 1 × 7-, 1 × 24- und 5 × 7-Punkt-Matrix ohne Elektronik gefertigt. Ra.

Ausschnitt aus dem Ausdruck eines mit einer Videokamera aufgenommenen Bildes (Auflösung 256 × 256 Punkte, 12 Punkte je Element, 12 Graustufen)

Ein Laser für HiFi

Der Halbleiterlaser CQL 10

Halbleiterlaser sind erst wirklich interessant geworden, seit sie in der Form von Doppel-Heterostrukturen hergestellt werden: eine aktive Schicht, in der die Laserstrahlung angeregt wird, zwischen zwei Schichten anderer chemischer Zusammensetzung. Bei den ersten Lasern diese Typs bestand die aktive Schicht aus GaAs. Das Laserlicht hat dann eine Wellenlänge von etwa 890 nm. Für Anwendungen, bei denen die ausgestrahlte Leistung mittels einer Optik auf einen möglichst kleinen Fleck gebündelt werden soll, benötigt man jedoch Laser mit kürzerer Wellenlänge. Ein solcher Laser, der auch im Compact-Disc-Digital-Audio-(CD-)System (s. a. Seite 69) Verwendung findet, wird in diesem Artikel beschrieben. Die Wellenlänge der ausgesendeten Strahlung beträgt 780 nm.

In einer optischen Speicherplatte wird Information in Form von Vertiefungen in einer spiralförmigen Spur gespeichert. Ihre sehr hohe Informationsdichte macht die optische Speicherplatte besonders für Video- und Audioanwendungen interessant (wie z. B. für die Compact Disc), aber auch für allgemeine Anwendungen der Datenspeicherung. Zum Auslesen der Information richtet ein optisches Abtastsystem einen Lichtstrahl auf die Spur der rotierenden Platte, und mit Hilfe einer Fotodiode werden die Intensitätsschwankungen des reflektierten Lichtes in elektrische Signale umgesetzt.

Damit ein akzeptables Signal/Rausch-Verhältnis gewährleistet ist, muß die Lichtquelle des Systems eine Strahlungsdichte von ca. 2500 W/sr · cm²) haben; diese Anforderungen kann nur ein Laser erfüllen. Heutige Systeme verwenden HeNe-Laser als Lichtquelle, die jedoch relativ groß (Länge 20 cm) sind und eine hohe Versorgungsspannung benötigen (1500 V).

Im folgenden wird der von Philips entwickelte Halbleiterlaser CQL 10 beschrieben, der auf AlGaAs basiert. Er unterscheidet sich in mehrfacher Hinsicht von einem HeNe-Laser. Der CQL 10 ist nur 1 cm lang und wird bei einer Spannung von 2...3 V betrieben. Er emittiert kein paralleles, sondern ein stark divergentes Lichtbündel, dessen Kohärenzlänge klein ist (ca. 0,5 cm), so daß Rauschen infolge externer Rückkopplung praktisch nicht auftritt.

Auch bei Gehäusetemperaturen von 60 °C arbeitet der Laser noch stabil; dies ist eine wichtige Forderung bei einem Einsatz des CQL 10 im CD-System, da wegen der kompakten Bauweise tropische Temperaturen von z. B. 45 °C leicht zu einer Gehäusetemperatur von 60 °C führen können. Schließlich wird der CQL 10 als Serienprodukt auch billiger sein können als ein HeNe-Laser.

Laserwirkung im CQL 10

Bild 1 zeigt einen Querschnitt durch den Laserkristall. Der Kristall besteht aus einem GaAs-Substrat (S), auf das vier Schichten (1, 2, 3, 4) epitaktisch aufgewachsen sind, sowie zwei metallischen Kontaktschichten. Während die Schicht 4 aus reinem GaAs besteht, ist in den Schichten 1 und 3 das Ga zu 46% und in der Schicht 2 zu 16% durch Al ersetzt. Die Menge des substituierten Al bestimmt den Bandabstand E_g sowie den Brechungsindex n der Schicht (s. a. Heft 6/1980, Seite 71).

Für das Substrat S und die Schicht 4 wurde reines GaAs gewählt, weil Al an der Oberfläche leicht oxidiert und dadurch das Anbringen guter Metallkontakte erschwert wird. Außerhalb eines Streifens von 5 µm Breite sind Schicht 3 und teilweise Schicht 4 durch Protonenimplantation isolierend gemacht worden. Hierdurch wird der Stromfluß in Querrichtung (y) begrenzt.

Die für die Laserwirkung wichtigen Schichten 1, 2 und 3 unterscheiden sich sowohl im Bandabstand als auch im Leitungstyp voneinander. Für die Schichten 1 und 3 ist der Wert für den Bandabstand E_g größer als für die „aktive" Schicht 2. Fließt nun ein elektrischer Strom in der in *Bild 2a* angegebenen Richtung durch die Laserdiode, dann bewegen sich Elektronen aus der Schicht 1 und Löcher aus der Schicht 3 in die Schicht 2. Bei genügend hohem Stromfluß nimmt das Bänderschema die in Bild 2*b* gezeigte Form an. Wegen der Energiebarrieren ΔE_c und ΔE_v sammeln sich Elektronen und Löcher in der Schicht 2, wodurch dort Besetzungsinversion auftritt, d. h. daß im Leitungsband effektiv mehr besetzte als unbesetzte Zustände vorhanden sind.

Die Schicht ist dann „aktiv", d. h., daß ein Photon mit der geeigneten Frequenz ν ($h\nu \approx E_{g2}$) beim Durchqueren der Schicht mit größerer Wahrscheinlichkeit eine Rekombination von Elektronen und Löchern auslöst, als daß es ein Elektron/Loch-Paar erzeugt. Während die Elektron/Loch-Paarbildung zur Absorption des Photons führt, wird die Rekombination von der Emission eines weiteren Photons gleicher Phase

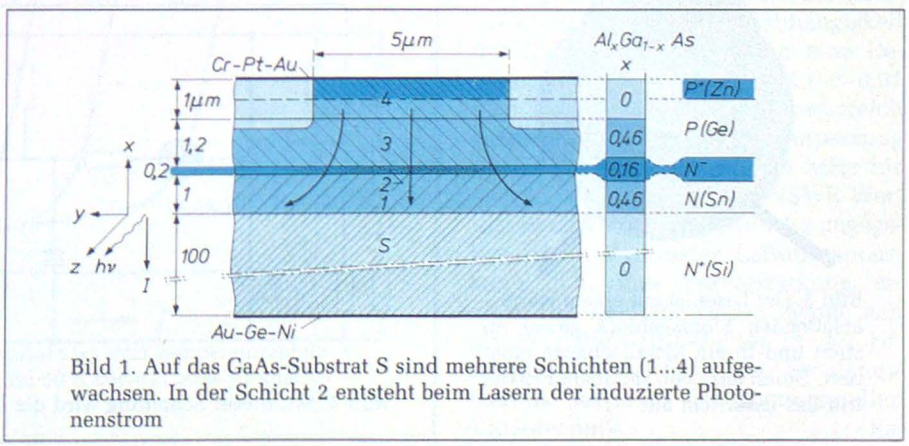


Bild 1. Auf das GaAs-Substrat S sind mehrere Schichten (1...4) aufgewachsen. In der Schicht 2 entsteht beim Lasern der induzierte Photonenstrom

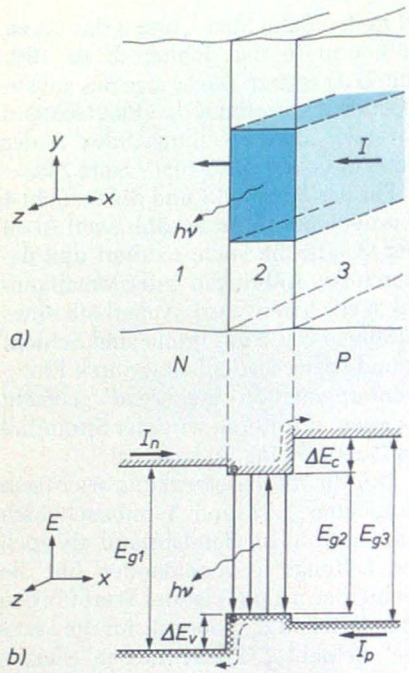


Bild 2. Die Schichten 1, 2 und 3 sind die für die Laserwirkung wichtigen Schichten. a) Fließt ein genügend großer Strom I von Schicht 3 nach 1, so stellt sich das in b) dargestellte Bänderschema ein

begleitet. Eine Lichtwelle, die die Schicht durchquert, wird also verstärkt. Diese Verstärkung durch stimulierte Emission ist der Zahl der Überschußelektronen im Leitungsband und der Zahl der Photonen proportional.

Der mittlere Streifen (Bild 2a) stellt somit einen Verstärker für Lichtwellen in z-Richtung dar. Mit Hilfe halbdurchlässiger Spiegel an der Vorder- und der Rückseite der aktiven Schicht (hierfür werden Spaltflächen des Kristalls ausgenutzt, die sehr genau planparallel zueinander sind) koppelt man den Lichtstrom in sich selbst zurück und erhält einen optischen Resonator.

Bei allmählicher Erhöhung der Stromstärke I nimmt die Verstärkung zu und ist bei einem Schwellenstrom I_{th} groß genug, um interne Verluste und Verluste an den Spiegelflächen auszugleichen. Der Resonator beginnt dann zu schwingen und Laserwirkung setzt ein. Wird die Stromstärke I weiter erhöht, dann emittiert der Laser ein intensives, kohärentes Lichtbündel aus beiden Endspiegeln. Bei Stromstärken unterhalb der Schwelle ist die induzierte Emission erheblich schwächer. Die Elektronen und Löcher rekombinieren jedoch noch spontan unter Aussendung inkohärenter Photonen; die Laserdiode arbeitet in diesem Gebiet als LED.

Entscheidend für den Halbleiterlaser mit Doppel-Heterostruktur sind die unterschiedlichen Bandabstände der Schicht 2 und der Schichten 1 bzw. 3. Dadurch ergeben sich nicht nur die Energiebarrieren ΔE_c und ΔE_v (Bild 2b), die eine Besetzungsinversion fördern, sondern außerdem ein Sprung Δn im Brechungsindex, wodurch die Photonen in x-Richtung eingeschlossen werden. Eine Vergrößerung des Bandabstandes bewirkt nämlich eine Verringerung des Brechungsindex, so daß dieser für die Schichten 1 und 3 kleiner ist als für Schicht 2. Dadurch werden nicht ganz in z-Richtung verlaufende Lichtwellen an den Grenzflächen totalreflektiert und die Photonen innerhalb der aktiven Schicht gehalten.

Bei der Entwicklung des Gehäuses wurde möglichst weitgehend auf bewährte Standardkomponenten zurückgegriffen *(Bild 3)*. Auf der Bodenplatte im Gehäuse ist eine Fotodiode angebracht, mit der über eine Rückkopplungsschaltung *(Bild 4)* die optische Ausgangsleistung des Lasers stabilisiert wird.

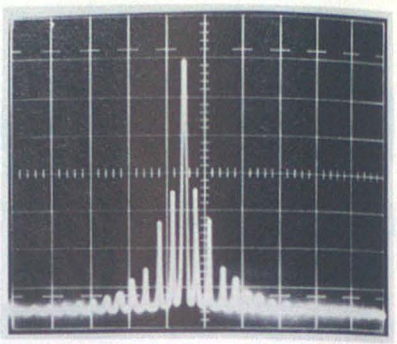


Bild 5. Das Emissionsspektrum des Lasers wird mit steigendem Strom immer schmäler

Der CQL 10 im Betrieb

Bild 5 zeigt das Emissionsspektrum des CQL 10. Jede Linie stellt eine longitudinale Mode des Laserresonators dar. Die Zahl der Linien nimmt mit zunehmender Stromstärke ab, so daß es bei großen Stromstärken eine deutlich vorherrschende Mode gibt. Ein Spektrum mit vielen Moden weist auf eine geringe Kohärenzlänge hin. Diese geringe Kohärenzlänge ist ein entscheidender Vorteil des CQL 10, da hierdurch Rauschen infolge externer Rückkopplung des an der Platte reflektierten Lichtes verhindert wird.

Die Wellenlänge des ausgesendeten Laserlichtes beträgt 780 nm, ist damit länger als die des HeNe-Lasers (630 nm) und für alle optischen Plattenspeicher-Anwendungen geeignet. Das ausgestrahlte Lichtbündel ist im Unterschied zum HeNe-Laser stark divergent und etwas astigmatisch. Astigmatismus beeinträchtigt die Zuverlässigkeit

Bild 3. Der Laser ist auf einem wärmeableitenden Montageblock genau justiert und in ein Metallgehäuse montiert. Durch das oben sichtbare Fenster tritt das Laserlicht aus

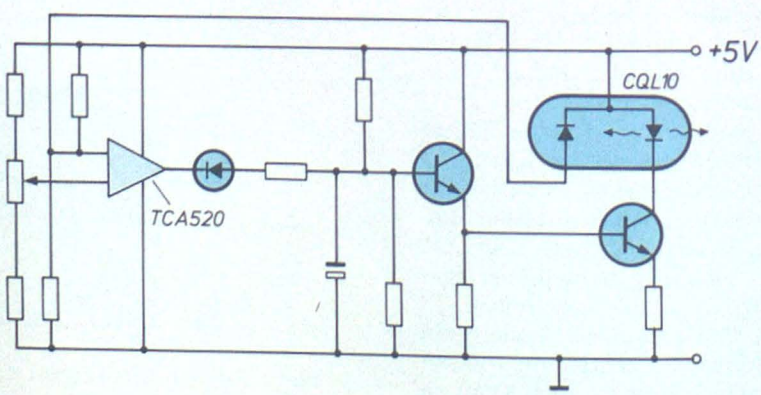


Bild 4. Mit dieser Schaltung wird die Laserlichtleistung stabilisiert

des Auslesens; er kann jedoch durch eine Zylinderlinse korrigiert werden. Einfacher ist es, den ausgenutzten Öffnungswinkel zu verkleinern, wodurch jede Astigmatismus-Korrektur entfällt. Für Anwendungn im CD-System wird nur ein Strahlkegel von 14° Öffnungsweite genutzt. Da zum Auslesen der Platten eine optische Leistung von 0,5 mW ausreichend ist, genügt also eine totale Laserleistung von 5 mW.

Die Laserleistung/Strom-Kennlinie des Bauelementes *(Bild 6)* ist stark temperaturabhängig; mit zunehmender Temperatur steigt der Schwellenstrom stark an. Eine Erhöhung der Temperatur um 30 K bewirkt eine Stromerhöhung um 30 %. Zur Begrenzung des Schwellenstromes ist deshalb eine gute Ableitung der entwickelten Wärme notwendig. Dies wird durch einen möglichst guten Kontakt zwischen dem Laser und dem Montageblock ermöglicht.

Die Zuverlässigkeit des CQL 10

Halbleiterlaser altern, wobei der Schwellenstrom ansteigt und die Laserleistung/Strom-Kennlinie weniger steil wird. Die Alterungsgeschwindigkeit hängt stark von der Arbeitstemperatur ab; so bewirkt eine Temperaturerhöhung von 30 K eine Verkürzung der Lebensdauer um etwa den Faktor 15. Sorgt man für eine geeignete Kontrolle der Temperatur, so werden die Alterungseffekte minimal. Bei einer Umgebungstemperatur von 30°C und einer Ausgangsleistung von 5 mW kann davon ausgegangen werden, daß sich die Eigenschaften des Lasers auch nach 10 000 Stunden Betriebsdauer kaum verschlechtert haben.

Während des Betriebs muß der Laser sorgfältig gegen Stromspitzen, die äußerst intensive Lichtströme hervorrufen, geschützt werden; die Alterung verläuft in einem solchen Fall so schnell, daß man besser von augenblicklicher Beschädigung sprechen sollte. Es ist also besonders wichtig, den Laser vor Spannungsspitzen z. B. aus dem Netz zu bewahren. Das Ein- und Ausschalten der Versorgung hat ebenfalls mit Sorgfalt zu geschehen, da dies oft mit hohen Stromschwankungen einhergeht; es wird empfohlen, vor dem Ein- oder Ausschalten die Speisespannung zu verringern und den Laser kurzzuschließen.

*

Dieser Beitrag beruht weitgehend auf einem Artikel von J. C. J. Finck, H. J. M. van der Laak und J. T. Schrama, der in Philips Technische Rundschau 39, 101, 1980/81 erschienen ist.

Stichworte zum Inhalt
Halbleiterlaser, optische Speicherplatte, Signal/Rausch-Verhältnis, Laserwirkung, Doppel-Heterostruktur, Regelschaltung, Lebensdauer.

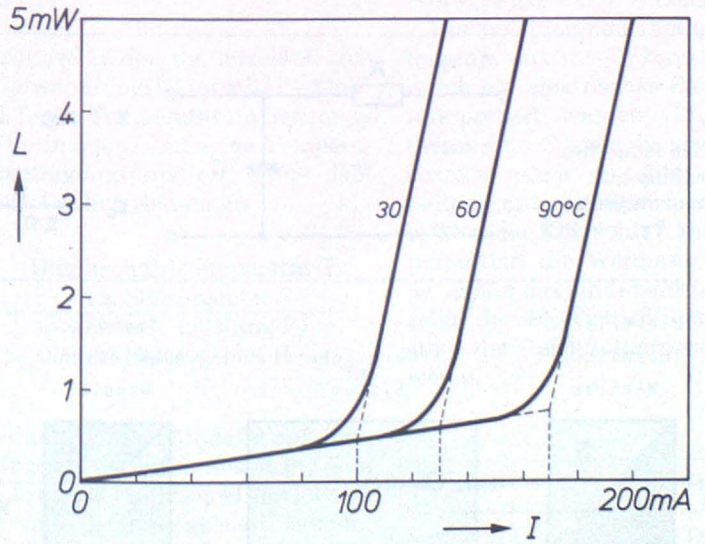
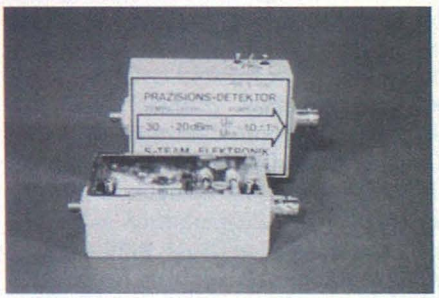


Bild 6. Die Laserleistung/Strom-Kennlinie ist stark temperaturabhängig. Eine Erhöhung der Temperatur um 30 K bewirkt eine Stromerhöhung um 30 %

Linearer Hf-AM-Demodulator

Übliche Hochfrequenz-AM-Demodulatoren zeigen nur in einem Pegelbereich bis –10 dBm (entsprechend 100 mV) ein lineares Verhalten zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. Mit dem Präzisions-Detektor *(Bild)* von S-Team Elektronik, Kornwestheim, läßt sich jedoch der lineare Dynamikbereich um 20 dB nach unten erweitern. Der lineare Kennlinienbereich reicht bei diesem Demodulator von –30 dBm bis +20 dBm (10 mV bis 3,16 V) mit einer Toleranz von ±0,5 % bei +10 dBm. Außerdem ist er sehr temperaturstabil.

Zur Messung des in der amplitudenmodulierten Trägerschwingung enthaltenen Singals wird der Strom ausgekoppelt, welcher durch zwei antiparallel geschaltete Schottky-Dioden des mit der Hf-Spannung gespeisten Eingangskreises fließt. Aus der zeitlichen Änderung des Mittelwertes dieses Diodenstromes ergibt sich dann das demodulierte Signal.



Präzisions-Hf-AM-Demodulator mit einem linearen Kennlinienbereich von –30 bis +20 dBm (Werkfoto)

Aufgrund der Maßnahmen zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Diodenkennlinien kann eine Detektorkonstante U_A/U_{ES} von 1,0 ± 0,01 über einen weiten Temperaturbereich garantiert werden. Die Fehlanpassung im Frequenzbereich von 20 MHz bis 4 GHz wird mit einem VSWR-Wert (Stehwellenverhältnis) von 1,2 angegeben und mit direkter Leitungsanpassung, d. h. ohne Vorverstärkung, erzielt. Der Detektor-Modul eignet sich als Präzisions-Hf-Detektor in der Hf-Meßtechnik, der Präzisions-Empfangstechnik sowie in der kommerziellen Videotechnik. Ra.

Dr. W. Rienecker

Elektrothermische Filternetzwerke

Eine neue Anwendung für integrierte Halbleitertechniken

Im Gegensatz zum hohen Integrationsgrad digitaler Schaltungen sind analoge Filter nur in Sonderfällen monolithisch integrierbar. Eine neue, weitgehend unbekannte Methode ermöglicht frequenzselektive Filter für Signale im Millihertz- bis in den Kilohertzbereich. Das Konzept der elektrothermischen Netzwerke nutzt Wechselwirkungen zwischen elektrischen und thermischen Größen in Halbleitermaterialien aus. Die Verbindung der zunächst weit entfernten Gebiete, Thermodynamik und Elektronik bietet für viele nachrichtentechnischen Aufgaben neue, einfache Lösungen. Alle erforderlichen Bauelemente können auf einem Chip realisiert werden. Auf Grund der rein analogen Signalverarbeitung ist weder Abtastung noch A/D- und D/A-Wandlung erforderlich. Diese Arbeit hat beim FUNKSCHAU-Wettbewerb '81 den Sonderpreis für den originellsten Beitrag zuerkannt bekommen.

In verschiedenen nachrichtentechnischen Problemstellungen werden elektronische Filter für sehr tiefe Signalfrequenzen benötigt. Einige bedeutende Einsatzgebiete für derartige Tief- und Tiefstfrequenzfilter im Bereich einiger Millihertz bis zu einigen Kilohertz sind:

- Seismologie,
- Elektromedizin (EKG-, EGG-Filterung),
- Interplanetare Bildübertragung mit stark reduzierter Bandbreite,
- Infraton-Akustik,
- Vorfilter zur Bandbegrenzung in Abtastsystemen (z. B. PCM-Technik).

Die bekannten konventionellen Filtertechniken [1] sind für diese Anforderungen ungeeignet. Passive RLCÜ-Filter aus Widerständen (R), Induktivitäten (L), Kapazitäten (C) und Übertragern (Ü) besitzen zu großes Volumen und geringe Güte. Aktive RC-Filter in integrierter Form sind in zweifacher Weise problembehaftet: Einerseits begrenzen die Maximalwerte integrierter Widerstände ($R_{max} \approx 200\ k\Omega$) und Kondensatoren ($C_{max} \approx 50\ pF$) die größtmögliche Zeitkonstante $\tau_{max} = R_{max} \cdot C_{max}$ auf etwa 0,1 ms, andererseits verhindert die hohe Toleranzempfindlichkeit dieser Schaltungen den Einsatz [2]. Digitale Filter andererseits erfordern gegenwärtig noch verhältnismäßig großen Aufwand. Die geschilderten Schwierigkeiten können durch eine neue, analog arbeitende Filtertechnologie beseitigt werden.

Elektrothermische Netzwerke

Überblick

In einem einfachen RC-Glied (*Bild 1*) führen Grenzfrequenzen f_g im Millihertzgebiet zu Zeitkonstanten τ im Sekundenbereich. Diese großen Zeitkonstanten können vorteilhaft durch sogenannte *elektrothermische Netzwerke* (ETN) realisiert werden. Ihre Funktion beruht auf bewußt ausgenutzten Wechselwirkungen zwischen *elektrischen* und *thermischen* Eigenschaften integrierter Halbleiterschaltungen. Die für Filteraufgaben prinzipiell erforderlichen Energiespeicher werden hier durch die *thermische Kapazität* des Halbleitermaterials gebildet. Dieses Konzept wird auch als *elektrothermische Frequenzselektion* bezeichnet [2].

Von besonderer Bedeutung ist die *monolithische* Integrierbarkeit. Alle erforderlichen Bauelemente können in einfacher Weise auf *einem* Halbleitersubstrat realisiert werden. Das Verfahren ermöglicht so das vielfältig gewünschte *„Filter on a Chip"*.

Das Grundkonzept

In *Bild 2* ist das Arbeitsprinzip elektrothermischer Filter dargestellt. Ein elektrisches Eingangssignal $x_e(t)$ wird zunächst in eine Temperaturgröße $x_\delta(t)$ umgewandelt (elektrothermischer Wandler). Ein derartiger *„Heizer"* kann beispielsweise durch die Erwärmung einer Basis-Kollektor-Transistorstrecke verwirklicht werden. Im sich anschließenden *thermischen Pfad* erfolgt die Selektion des Temperatursignals. Dieses rein thermische System muß die

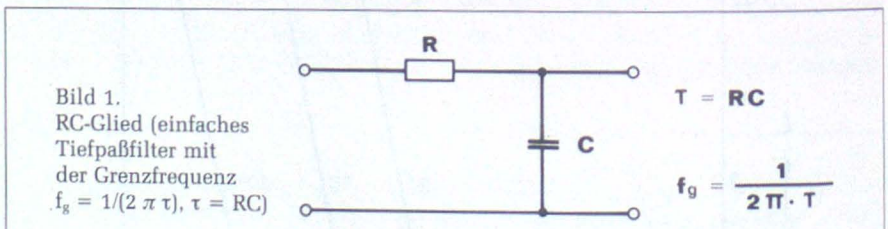


Bild 1.
RC-Glied (einfaches Tiefpaßfilter mit der Grenzfrequenz $f_g = 1/(2\pi\tau)$, $\tau = RC$)

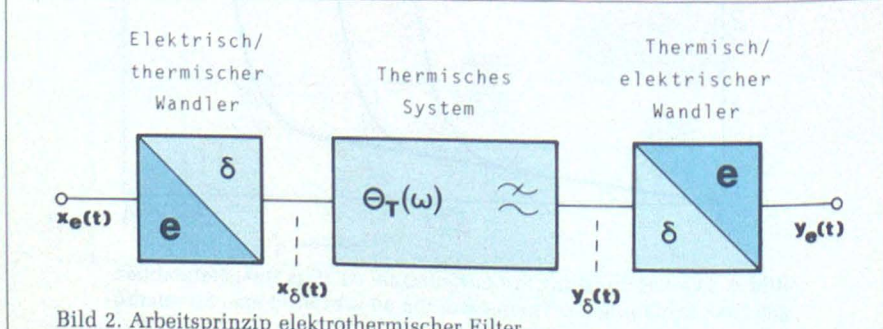


Bild 2. Arbeitsprinzip elektrothermischer Filter

gewünschte Übertragungscharakteristik (*thermische Übertragungsfunktion* $\Theta_T(\omega)$) erzeugen.

In einem Festkörper erfolgen Temperaturänderungen nur verhältnismäßig langsam. Eine periodische Temperaturvariation an einer bestimmten „*Sendestelle*" wird *frequenzabhängig* an einen „*Empfangspunkt*" übertragen. Eine hochfrequente Signaländerung an einer Empfangsstelle kann nur als Mittelwert detektiert werden. Dagegen führt eine tieffrequente Variation zu einem hohen Übertragungswert: Ein thermischer Pfad besitzt offenbar Tiefpaß-Charakter.

Das im Temperaturbereich gefilterte Signal ist schließlich wieder in eine elektrische Größe umzusetzen. Die typische Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung einer Diode von etwa 2 mV/K erfüllt diese Aufgabe. Hierfür kann auch die Basis-Emitterstrecke eines Transistors (*Bild 3*) verwendet werden. Schaltungen zur Detektion des Temperatursignals werden im folgenden als „*Sensoren*" bezeichnet.

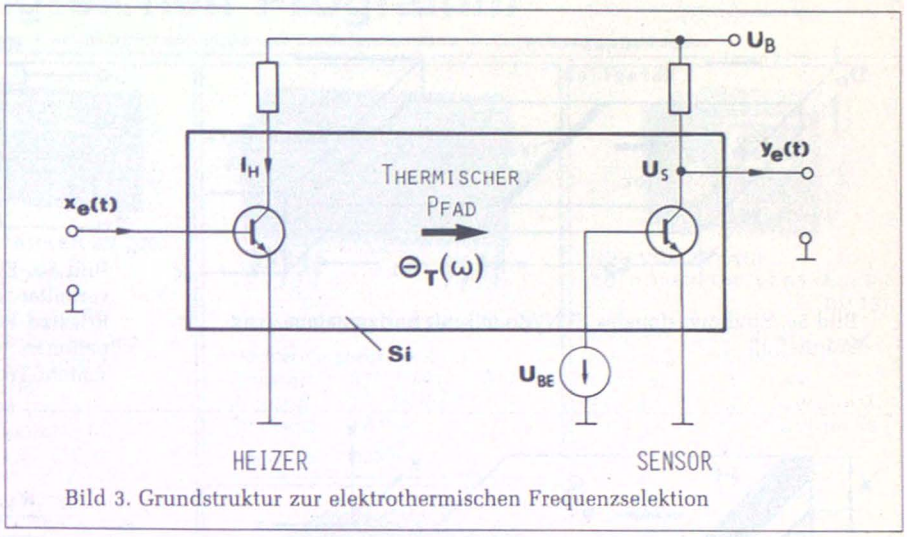


Bild 3. Grundstruktur zur elektrothermischen Frequenzselektion

Die thermische Übertragungsfunktion

Die Eingangsgröße $x_e(t)$ in Bild 3 bewirkt einen Strom I_H im Heizkreis, der näherungsweise die Leistung

$$P_H \approx U_B \cdot I_H \qquad (1)$$

in Wärme umsetzt [3, 4]. Der Sensortransistor konvertiert die Kleinsignal-Temperaturänderungen annähernd linear in eine Spannungsvariation

$$U_s \approx D \cdot T_S \qquad (2)$$

Hierin ist D der thermisch-elektrische Umwandlungsfaktor mit $D \approx 2\,mV/K$ und T_S die Temperatur im Sensorgebiet. Die frequenzabhängige *Temperatur-Übertragungsfunktion* $\Theta_T(\omega)$ läßt sich anschaulich deuten als

$$\Theta_t(\omega) = \frac{\text{Durchschnittstemperatur } T_S \text{ im Sensorgebiet S}}{\text{Injizierte Leistung } P_H \text{ im Heizergebiet H}} \qquad (3)$$

Für die folgenden Modelle und Realisierungen elektrothermischer Netzwerke kann die Funktion $\Theta_T(\omega)$ jeweils streng analytisch hergeleitet werden. Der mathematische Aufwand ist allerdings erheblich. Für eine praxisorientierte Darstellung genügt die Kenntnis der wesentlichen Funktionsmechanismen und der elektrischen Ersatzschaltbilder.

Für die folgenden Betrachtungen sind einige Analogien zwischen elektrischen und thermischen Größen hilfreich. *Bild 4* enthält zum Vergleich auch die entsprechenden Größen der Mechanik.

Ein eindimensionales ETN-Modell mit horizontalem Wärmefluß

Erste Untersuchungen über elektrothermische Netzwerke [8, 9] erfolgten an sehr einfachen Modellen, in denen nur ein eindimensionaler, horizontaler Wärmefluß betrachtet wurde (*Bild 5a*). Zur Ableitung der Gleichleistung, die auch ohne Signal im Arbeitspunkt des Heizertransistors entsteht, dient die Wärmesenke mit T = const.

Die resultierende thermische Übertragungsfunktion [2] kann anschaulich durch ein elektrisches Ersatznetzwerk interpretiert werden (*Bild 5b*). Das thermische System besitzt die Eigenschaften einer einseitig offenen RC-Leitung mit verteilten Elementen. Der elektrische Kurzschluß in Bild 5b repräsentiert die Wärmesenke aus Bild 5a. Schon das eindimensionale Modell zeigt die RC-Tiefpaßfilter-Charakteristik der elektrothermischen Netzwerke.

Ein eindimensionales ETN-Modell mit Isolator

Die Struktur in *Bild 6a* enthält die Wärmesenke nicht in horizontaler, sondern in vertikaler Richtung. Unter der Halbleiterzone (z. B. Silizium) befindet sich ein Wärmeisolator (z. B. Keramik), der auf die Wärmesenke (z. B. Kupfer) aufgebracht ist. Während die Gleichleistung durch den Isolator in negativer z-Richtung an die Wärmesenke abgeleitet wird, breitet sich die Signalleistung näherungsweise nur in x-Richtung aus [10].

Auch für diese Anordnung kann eine thermische Übertragungsfunktion ermittelt werden [2]. *Bild 6b* enthält das elektrische Ersatznetzwerk für ein kleines Volumen-Element im thermischen Pfad der ETN-Struktur nach *Bild 6a*. Die Leitwerte G_3 und G_4 beschreiben die Wärmeableitung in negativer z-Richtung.

Verallgemeinerte elektrothermische Systeme

Die bisherigen ETN-Modelle beinhalteten erhebliche Idealisierungen (punktförmiger Sensor, linienförmiger Heizer, eindimensionaler Signaltransfer). Verallgemeinerte und praktisch realisierbare ETN-Systeme erfordern

Elektrisch	Thermisch	Mechanisch
Spannung U/V	Temperatur T/K	Kraft F/N
Ladung Q_e/A_s	Wärmemenge Q_t/W_s	Auslenkung s/m
Strom $\dot{Q}_e/A$	Wärmefluß $\dot{Q}_t/W$	Geschwindigkeit $s/\frac{m}{s}$

Bild 4. Analogien zwischen elektrischen, thermischen und mechanischen Größen

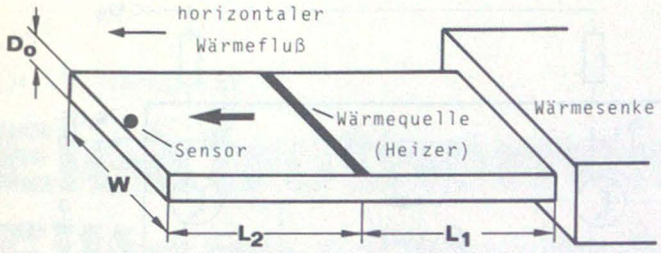


Bild 5a. Eindimensionales ETN-Modell mit horizontalem Wärmefluß

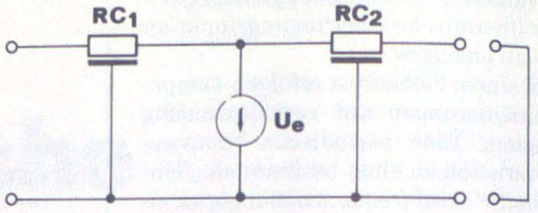


Bild 5b. Elektrisches Ersatzschaltbild zu Bild 5a mit verteilten $\overline{RC}$-Elemenenten (die angegebenen Elemente $\overline{RC}_1$ und $\overline{RC}_2$ bedeuten nichtkonzentrierte RC-Kombinationen, die beispielsweise in Dick- oder Dünnschicht-Technik verwirklicht werden können)

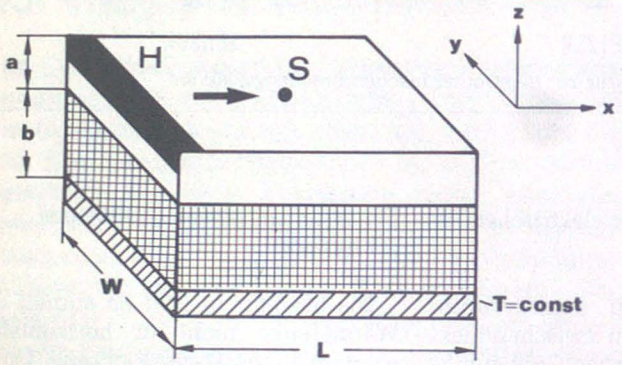


Bild 6a. Eindimensionales ETN-Modell mit Isolator (H = Heizer, S = Sensor)

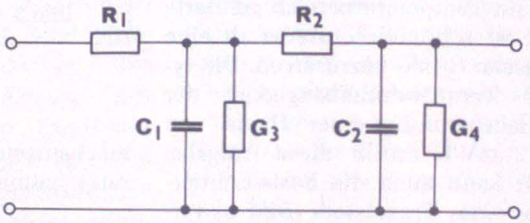


Bild 6b. Elektrisches Ersatznetzwerk für ein Volumenelement des thermischen Pfades in Bild 6a

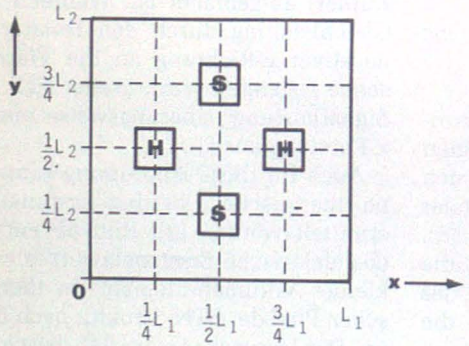


Bild 7. Heizer/Sensor-Geometrie in einer Quadrupel-Struktur

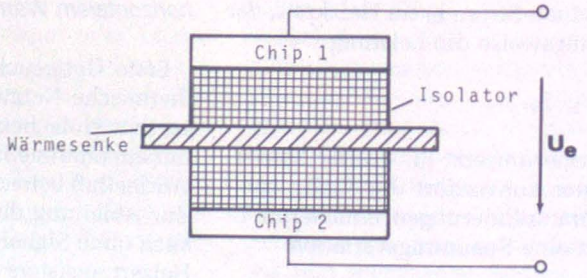


Bild 8. Aufbau eines Zwei-Chip-Differenz-ETNs

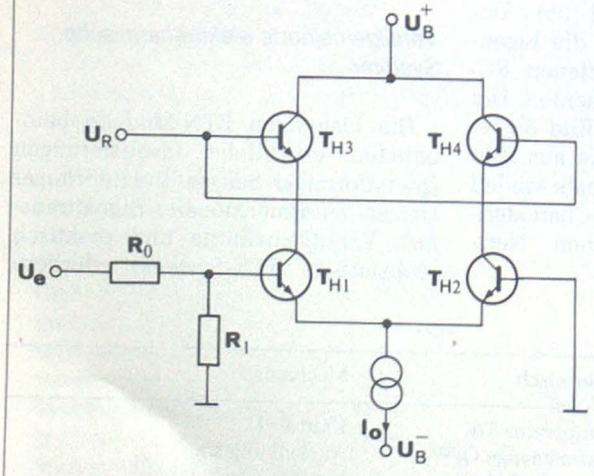


Bild 9. Schaltung des Heizerkreises

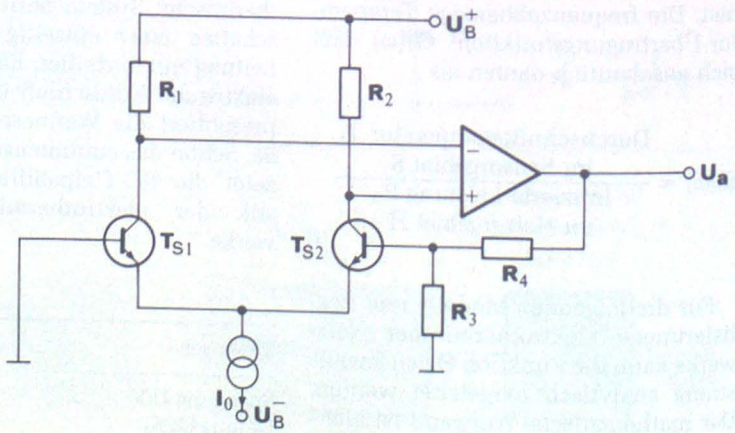


Bild 10. Schaltung des Sensorkreises

eine beliebige Sensor/Heizer-Verteilung auf der Chipfläche. In [1] wird eine derartige Struktur abgeleitet und die thermische Übertragungsfunktion angegeben. Ein Vergleich mit den elektrischen Übertragungseigenschaften eines RC-Gliedes (Bild 1) liefert ein wertvolles Ergebnis: Ein verallgemeinerter ETN-Aufbau besitzt die Eigenschaften eines RC-Filternetzwerkes, das unendlich viele RC-Glieder mit unterschiedlichen Zeitkonstanten enthält. In den folgenden Abschnitten wird über die praktische Anwendung dieses Ergebnisses berichtet.

Größe	Bezeichnung	Wert	
k_s	spezifische thermische Leitfähigkeit von Silizium	878	$\frac{mW}{Kcm}$
k_i	spezifische thermische Leitfähigkeit von H-Film-Isolator	0,037	$\frac{mW}{Kcm}$
ϱ_s	Siliziumdichte	2,33	$\frac{g}{cm^3}$
c_s	spezifische Wärme von Silizium	726	$\frac{mWs}{gK}$
$C_T = \varrho_s \cdot c_s$	spezifische thermische Kapazität von Silizium	1690	$\frac{mWs}{Kcm^3}$

Bild 11. Zusammenstellung der wichtigsten thermischen Materialgrößen

Filterrealisierungen

Dominierende Zeitkonstanten

Für den praktischen Filterentwurf werden im allgemeinen endlich viele verschiedene Zeitkonstanten (Polstellen) benötigt. Eine Heizer/Sensor-Geometrie in der Form eines Quadrupels (*Bild 7*) bedingt nur eine dominierende Zeitkonstante: Die ETN-Stuktur verwirklicht hiermit ein einfaches RC-Tiefpaßfilter. Andere Heizer/Sensor-Geometrien ermöglichen auch mehrere dominierende Zeitkonstanten [7].

Zwei-Chip-Differenz-ETN

Im praktischen Aufbau führt die Umgebungstemperatur zu einem Störeffekt. Das Verwenden von zwei identischen ETN-Chips mit Differenzansteuerung reduziert diese Einflüsse erheblich. Hierzu werden die beiden thermischen Elemente auf eine gemeinsame Wärmesenke montiert (*Bild 8*). Die Umgebungstemperatur-Störung kann auch durch „*Ein-Chip-Differenz*"-Konzepte beseitigt werden [5].

Heizerkreis

Die einfache Heizer-Methode nach *Bild 3* muß für den Differenzbetrieb modifiziert werden. Die Transistoren T_{H3} und T_{H4} in *Bild 9* bilden die Heizelemente mit der festen Basisspannung U_R. Gemäß dem Eingangssignal U_e erwärmen die Basis-Kollektor-Sperrschichten der genannten Transistoren ihre unmittelbare Umgebung.

Sensorkreis

Die Erwärmung der Basis-Emitter-Strecken der Sensortransistoren T_{S1} und T_{S2} (*Bild 10*) durch das Temperatursignal führt zu einer Spannungsvariation an den Kollektoren. Ein Operationsverstärker verstärkt die Differenzspannung.

Ergebnisse für Tiefpaß-Filter

Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz f_g einer ETN-Struktur mit Heizer/Sensor-Quadrupel (Bild 7) kann zu

$$f_g = \frac{k_i}{2\pi \cdot \varrho_S \cdot c_s \cdot a \cdot b}$$

angegeben werden [7].

a/mm	b/mm	$f_g \varrho$/mHz
0,254	0,127	460
0,254	1,27	46

Bild 12. Einfluß der Chip-Abmessungen a, b auf die Grenzfrequenz f_g eines ETN-Tiefpasses mit H/S-Quadrupel nach Bild 9

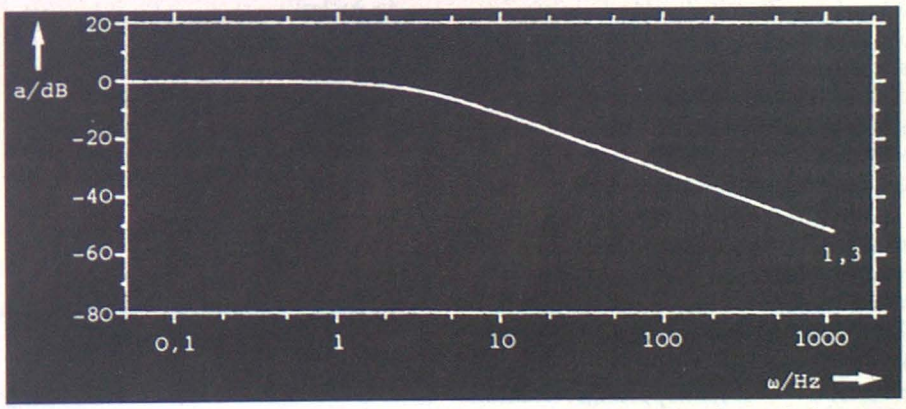


Bild 13. Dämpfungsverlauf eines ETN-Tiefpasses mit H/S-Quadrupel. Symbol 1: Ausschließlich die dominierende Zeitkonstante wurde berücksichtigt (eine Netzwerkpolstelle), Symbol 3: Zusätzlich sind zwei weitere Zeitkonstanten eingerechnet (drei Netzwerkpole)

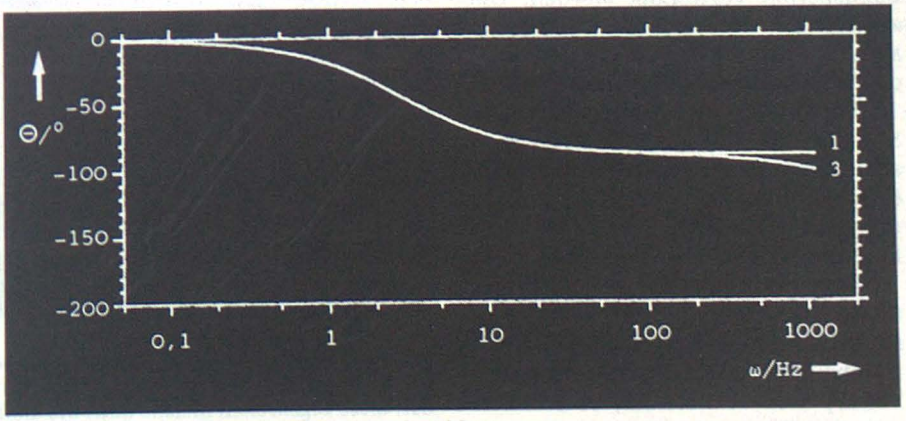


Bild 14. Phasenverlauf zum Tiefpaß nach Bild 13

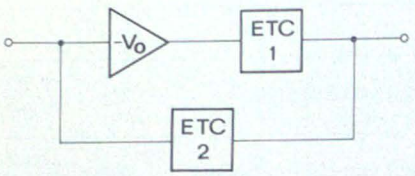


Bild 15. Einfache ETN-Struktur mit zusätzlichem OP-Verstärker für Tiefpässe hoher Flankensteilheit

Ein Vergleich mit der Grenzfrequenz eines RC-Gliedes (Bild 1) verdeutlicht die mathematische Ähnlichkeit.

Alle in diesem Abschnitt verwendeten thermischen Größen (k_i, k_s, ϱ_s, c_s) sind in *Bild 11* zusammengestellt und erläutert. Die Tiefpaß-Grenzfrequenz nach Gl. (4) ist durch die thermischen Daten k_i, ϱ_s, c_s und durch die Chip-Abmessungen a, b bestimmt. Für Silizium als Halbleiter und H-Film-Isolator resultieren die Grenzfrequenzen gemäß *Bild 12*. Eine Chipfläche von nur 0,32 mm² ermöglicht die Grenzfrequenz f_g = 46 mHz (*Millihertz !*).

Dämpfungs- und Phasenverläufe

Die Dämpfung und Phase einer Quadrupelstruktur ist in den *Bildern 13* und *14* angegeben.

Hochpässe, Bandpässe und Bandsperren

Die Überlegungen in den vorhergehenden Abschnitten zeigten, daß elektrothermische Netzwerke zunächst nur Tiefpaß-Filter ermöglichen. Diese Tatsache führt jedoch zu keiner wirklichen Einschränkung: Auch in der aktiven RC-Filter-Technik liegen ähnliche Verhältnisse vor [1].

Durch Rückkopplungsverfahren können die beschriebenen elektrothermischen Basis-Netzwerke auch für Hochpässe, Bandpässe, Tiefpässe und Bandsperren verwendet werden. Die zusätzlich erforderlichen Elemente sind thermisch getrennt auf dem gleichen Halbleiter-Chip integrierbar. *Bild 15* zeigt eine neue, einfache ETN-Struktur, die neben zwei ETN-Bausteinen nur einen zusätzlichen Operationsverstärker erfordert und Tiefpässe mit großer Güte (hohe Flankensteilheit) ermöglicht.

Zusammen mit analogen Koeffizienten-Multiplizierern und Addierern sind darüber hinaus auch elektrothermische Hochpässe, Bandpässe und Bandsperren realisierbar, ebenso wie adaptive Filtersysteme.

Schrifttum

[1] *Rienecker, W.*: Elektrische Filtertechnik, Methoden – Realisierungen – Technologien, Oldenbourg-Verlag, München-Wien 1981

[2] *Rienecker, W.*: Beiträge zur Technologie elektrischer Filter. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 1980.

[3] *Emmons, S. P.; Spence, H. W.*: Very Low-Drift Complimentary Semiconductor Network dc amplifiers. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-1, 1966, H. 1. S. 13...18.

[4] *Louw, W. J.*: The design of linear electrothermal integrated circuits. Ph. D. Diss., University of Arizona, Tucson, 1975.

[5] *Gray. P. R.: Hamilton, D. J.*: Analysis of Electro-Thermal Integrated Circuits. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-6, 1971, H. 1, S. 8...14.

[6] *Louw, W. J.: Hamilton, D. J.; Kerwin, W. J.*: Inductor-less, Capacitor-less State-Variable Electrothermal Filters. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-12, 1977, H. 4, S. 416...424.

[7] *Rienecker, W.*: Monolithisch integrierbare Filter mit elektrothermischen Netzwerken. NTG-Diskussionssitzung, Würzburg, 8.–10. Oktober 1980.

[8] *Meadows. R. A.; Matzen, W. T.*: Low Frequency Functional Electronics Blocks Using Thermal Propagation. IEEE Journ. Solid-State Devices Researd Conference, Michigan State University, East Lansing, June 1963.

[9] *Matzen, W. T.; Meadows, R. A.; Merryman, J. D.; Emmons, S. P.*: Thermal Techniques as Applied to Functional Electronic Blocks. Proc. IEEE, Vol. 52, 1964, S. 1496...1501.

[10] *Matzen, W. T.; Meadows, R. A.*: Low-Frequency Integraded Circuits Achieved with Thermal Transfer. Electronics, Vol. 27, 1964, July 27, S. 54...57.

[11] *Gray, P. R.*: Electrothermal integrated circuits. Ph. D. Diss., Dept. Elec. Eng., University of Arizona, Tucson 1969.

Stichworte zum Inhalt

Filter, elektrothermische Netzwerke, elektrothermische Frequenzselektion, monolithisch integrierbare Filter, electrothermal Circuit.

Funk-Meßgerät

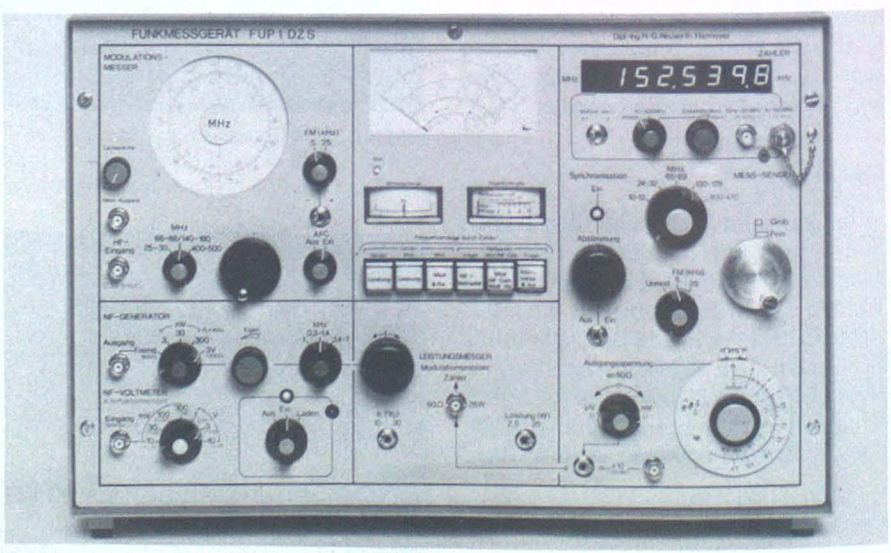
Der FUP 1 DZS von Neuwirth ist ein tragbarer Kompakt-Funk-Meßplatz für Batterie- und Netzbetrieb. Er besteht aus einem Meßsender mit Synchronisator für hohe Frequenzkonstanz, Modulationsmesser, Leistungsmesser, Nf-Generator, Nf-Voltmeter und einem Zähler mit achtstelliger Digitalanzeige, auch für Fremdmessung.

Alle erforderlichen Meßbereiche für Mobilfunk, Personen-Rufanlagen, Flugfunk, Segelflugfunk und Seefunk bis 520 MHz sind für den jeweiligen Bedarf berücksichtigt. Der Meßplatz besitzt eine zentrale Eingangsbuchse und eine zentrale Drucktastenleiste mit den Meßmöglichkeiten für:

- Leistung (gleichzeitig Senderfrequenz)
- Leistung (gleichzeitig Modulationsfrequenz)
- Modulation des Senders (gleichzeitig Modulationsfrequenz)
- Nf-Voltmeter (gleichzeitig Meßsenderfrequenz)
- Nf-Generator bzw. Modulation des Meßsenders (gleichzeitig Modulationsfrequenz)
- Klirrfaktor und SINAD (gleichzeitig Meßsenderfrequenz).

Ein Vorteil ist die unabhängige Einstellung des Modulationsmessers vom Meßsender, daher problemloses Messen an Duplexgeräten und Relaisstationen und bei der Weichenübernahme.

Ta.



Das Funkmeßgerät FUP 1 DZS erlaubt auch die Messung der Weichenübernahme bei Duplex-Funkgeräten. Modulationsmesser und Meßsender arbeiten unabhängig voneinander; diese Eigenschaft machte auch die ähnlich arbeitenden Vorgängermodelle beim Servicepersonal beliebt

Mikrocomputer
auf der Chicago Electronics Show:

Jetzt reden sie miteinander

Zweifellos ist die Consumer Electronics Show nicht unbedingt der Platz, auf dem sich der Mikrocomputer-Anwender seine neuesten Informationen holt. Hier steht eindeutig die Zielgruppe im Vordergrund, die man mehr den Bereichen Heim und Hobby zurechnet – vielleicht noch mit einem kleinen Hang in die Richtung Unterricht. Der Hobbybereich aber, ohnehin schon mit dem kleinsten Marktsegment unter allen verkauften Personal Computern behaftet, ist auch nicht eben der wachstumsstärkste. So erklären sich manche Halbheiten und Ungereimtheiten, die in diesem Sommer auf der CES in Chicago zu beobachten waren.

Was den amerikanischen Tischcomputermarkt so forciert, sind nicht die Hobbyfreunde. Man erwartet zwar, daß in diesem Jahr rund 100 000 Geräte in den Heimbereich verkauft werden und daß sich das auf über 200 000 Einheiten im Jahre 1984 steigern läßt. Grund für diese Annahmen sind die fallenden Preise am unteren Ende. Der VIC 20 von Commodore liegt in den USA bei unter 300 Dollar, der TI 99/4 ist mittlerweile auf weniger als 450 Dollar abgerutscht – und selbst für diesen Preis wird oft noch Gratissoftware im Wert von 100 Dollar „draufgelegt".

Wachstumträger Small Business

Nein, der Hauptumsatzträger ist das wachsende Geschäft mit den Personal Computern am oberen Ende der Skala für den vorwiegend geschäftlichen Gebrauch *(Bild 1)*.

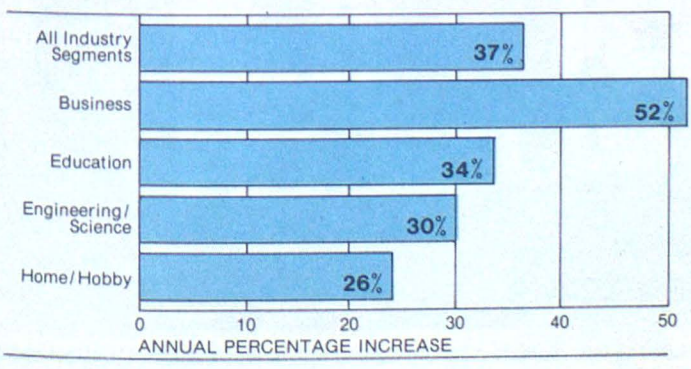
Nach einer Untersuchung der Venture Development Corp. wächst dieser Bereich in den nächsten fünf Jahren in den USA um jährlich mehr als 50 %. Die Analysten nennen aber auch das Kernproblem bei diesem erhofften Wachstum: „Es gibt drei Schlüssel zum wachsenden Personal-Computer-Markt: Alle drei heißen Software. Die Leute kaufen keine 64-KByte-Speicher, sondern sie kaufen Problemlösungen. Nicht wenige Hersteller, die sich bisher auf das Produzieren von Hardware und das Erstellen eines Betriebssystems beschränkt haben, dürften in den nächsten Jahren an fehlender Software scheitern."

Was wundert es daher, wenn man den Markt für Mikrocomputer-Software in diesem Jahr auf rund 600 Mio. $ schätzt – und davon ausgeht, daß er bis Mitte der 80er Jahre die 2-Mrd-Dollar-Marke überschreiten wird. Kaum ein Zehntel davon wird in den Heimbereich gehen, der ganz überwiegende Anteil aber in das Small-Business-Geschäft und in den Unterrichtssektor.

Bild 2. Kinderleicht soll der Umgang mit dem neuen TI 99/4 A sein, nachdem zusammen mit dem MIT eine den kindlichen Bedürfnissen angepaßte Bedienerführung entwickelt worden ist (Werkfoto)

Insgesamt ist der amerikanische Tischcomputermarkt wohl derjenige Bereich unter den Elektronikprodukten, der die höchsten Zuwachsraten überhaupt erzielt. Atari berichtet, daß sein 800-Rechner in den letzten Monaten um 50 % steigende Verkaufsziffern erreicht hat. Größere Einzelhändler haben mit den Marken Apple und Atari ihre Tischcomputer-Umsätze verdoppelt und verdreifacht.

Dabei spielt vielleicht eine Rolle, daß Apple mit einem Reisemobil durch die Lande fährt und in vielen Städten Drei-Tages-Seminare abhält: Nach Aussagen des Unternehmens erreicht man so sehr viel mehr potentielle Erstkäufer als man es mit den zwei oder drei größeren Ausstellungen oder gar über kleinere Einzelhandelsge-



All Industry Segments = Allgemeine Industrieanwendungen;
Business = Kommerzielle Anwendungen
Education = Ausbildungsbereich
Engineering/Science = Laborbereich
Home/Hobby = Heim und Hobby
Annual Percentage Increase = Prozentuales Wachstum pro Jahr

Bild 1. Prognostizierte Zuwachsraten im Bereich der Personal Computer für die Jahre 1980 bis 1985, nach Angaben der Venture Development Corporation

Bild 3. „Type-n'-Talk" heißt der preiswerte Sprachsynthesizer, mit dem gespeicherte Texte in Personal Computern in Sprache umgewandelt werden können

(Bild: Vortrax)

schäfte erreichen könnte. Die Workshops unter dem Namen „Meet an Apple" haben in den vergangnen Monaten mehr als 10 000 Verbraucher in den Ballungszentren um New York, Chicago und Dallas erreicht.

Nur wenige neue Produkte in Chicago

Die meisten der in Chicago gezeigten Geräte waren bereits auf der National Computer Conference Anfang Mai zu sehen. Auf der Consumer Electronic Show beschränkten sich die Neuheiten auf einige wenige Geräte, wie z. B. den weiterentwickelten TI 99/4 A *(Bild 2)*. Das Gerät benutzt praktisch die schon bekannte Konsole unverändert, es bietet als einziger Heimcomputer Farbgraphik (16 Farben), verschiedene akustische Möglichkeiten (unter anderen fünf volle Oktaven) für Musikwiedergabe sowie Sprachausgabe. Die Maschine wird mit einem 16-KByte-Speicher geliefert, der auf 48-KByte erweitert werden kann. Als Endverbraucherpreis wurden 525 $ genannt. Sie soll ab Ende August erhältlich sein.

Darüber hinaus hat *Texas Instruments* nun offiziell sein TI Logo vorgestellt, eine gemeinsame mit dem Massachusetts Institute of Technology (MIT) entwickelte Sprache, die vor allem für Schüler vom Grundschulalter an zugeschnitten ist. Die kindgemäße Form der Darstellung auf dem Bildschirm reizt den Spieltrieb. Erste Programme beschäftigen sich mit englischer Grammatik und dem Lesen, Grundlagen der Mathematik (Addition, Subtraktion, Multiplikation) sowie diversen Anwendungen für die (eingebaute) Computermusikbox.

Ein Gerät, mit dessen Hilfe geschriebene Texte in Sprache umgewandelt werden können, stellt Votrax, einer der Pioniere in elektronischer Sprachsynthese, vor. Das „Type and Talk" genannte Gerät läßt sich an alle diejenigen Tischrechner anschließen, die ein RS 232 C-Interface haben. Ein eingebauter Pufferspeicher für 750 Zeichen macht es möglich, die eingetippten Worte solange zwischenzuspeichern, bis ein Satz vollendet ist. Natürlich lassen sich auch die eingegebenen Worte einzeln abrufen *(Bild 3)*. Votrax verkauft seinen Sprach-Synthesizer für 345 $.

Mikrocomputer-gesteuerte Lernhilfen mit Sprachausgabe waren ebenfalls in größerem Umfang als bisher bei Texas Instruments zu sehen; darunter ein Mathematik-Lehrgerät (ähnlich aufgebaut wie das bereits bekannte „Speak and Spell") und für den Kreis der Vorschüler das „Touch & Tell". Diese Geräte liegen um die 60 $.

Ein nachrüstbarer Mikrocomputer für Autos, der zehn wichtige Funktionen überwacht und gesprochene Warnungen über das Autoradio wiedergibt, brachte die Aristotle Inc. auf den Markt. Er wurde entwickelt von John Aristotle Philips, dessen Name vor ein paar Jahren durch die Weltpresse ging, als er an der Princeton Universität die Do-it-yourself-Bauanleitung für eine Atombombe entwickelte. Für rund 200 $ ist das Gerät zu haben, das nicht nur an angezogene Handbremsen, brennengelassene Scheinwerfer, sondern auch an offengelassene Türen akustisch erinnert.

Daß mit den Preisen der Personal-Computer auch die Peripherie billiger wird, sei noch am Rande erwähnt. Ein Video-Display (15 MHz, 12-Zoll-Bildschirm) mit grüner Schrift auf dunklem Grund kostet kaum 130 Dollar (Data-Ed), Floppy-Disk-Antriebe sind bereits für unter 400 Dollar zu haben.

Klaus H. Knapp

15-MHz-Batterieoszilloskop

Mit dem 15-MHz-Serviceoszilloskop COS3010 *(Bild)* bietet Kikusui allen Anwendern ein kleines handliches Zweikanalgerät für den Service. Das Modell COS3010 hat interne, aufladbare NiCd-Zellen und kann dadurch auch im netzunabhängigen Betrieb arbeiten.

Mit 15 MHz Bandbreite, einer Empfindlichkeit von 1 mV/Teil bei 5 MHz, Ablenkzeiten ab 40 ns/Teil, direktem XY-Betrieb über die beiden Eingangskanäle und einer Batteriebetriebszeit von über zwei Stunden bietet sich das Oszilloskop COS3010 für viele Wartungs- und Serviceaufgaben an.

Durch die geringen Abmessungen von 24 cm (B), 11 cm (H) und 35 cm (T) sowie dem geringen Gewicht von nur 58 N kann das kompakte, einfach zu bedienende Oszilloskop auch an schwerzugänglichen Stellen eingesetzt werden.

Der Preis von rund 1500 DM ist für ein Serviceoszilloskop akzeptabel.

Der Vertrieb in der Bundesrepublik erfolgt über die TGS-Elektronik in Köln.

Hauptsächlich zur Lösung von Aufgaben im Servicebereich ist das Batterie-Oszilloskop von Kikusui gedacht

Franz Demmel

Aktiv und selektiv

Empfangsantennen für den Kurzwellenbereich

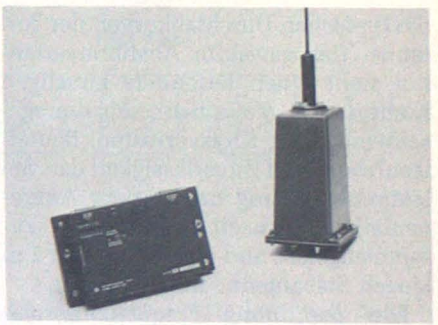


Bild 1. Selektive aktive Empfangsantennenanlage AK 001 mit Abstimmsteuerung GS 017 und Antenne HE 020

Der Einsatz selektiver, aktiver Empfangsantennen stellt eine gute Lösung zur Sicherstellung von ungestörtem Empfang bei Anwesenheit von starken Störsignalen dar. Im vorliegenden Beitrag werden die Grundgedanken und Prinzipien dieser neuen Antennenart erläutert. Am Beispiel der Antennenanlage AK 001 von Rohde & Schwarz zeigt der Autor die gegenüber herkömmlichen Antennen erzielbaren Vorteile auf.

Der Betrieb von Empfangsanlagen in der Nähe leistungsstarker Sender gehört zu den zentralen Problemen bei der Planung von Funksystemen. So treten in der Nähe von Sendeantennen im unteren Kurzwellenbereich, bei Strahlungsleistungen von einigen hundert Watt, Feldstärken auf, die mehr als 100 V/m betragen können und in den Empfangsgeräten zu Übersteuerungseffekten, wie z. B. Intermodulation und Kreuzmodulation oder sogar zu Zerstörungen führen.

Für diese schwierigen Betriebsfälle bieten selektive, aktive Empfangsantennen (*Bild 1*) besonders gute Voraussetzungen, störungsfreien Empfang sicherzustellen [1, 2].

Bisherige Lösungen gingen von einer isolierten Betrachtung von Antenne und Empfängereingang aus und führten zum Einsatz von zum Beispiel passiven Stabantennen mit Längen zwischen 5 und 12 m und aufwendigen Filtereinheiten vor den ersten verstärkenden Elementen des Empfängereingangs. Selektive, aktive Empfangsantennen sind das Ergebnis einer konsequenten Auffassung der Empfangsantenne als Schnittstelle zwischen elektromagnetischer Umwelt und den Empfangsgeräten und des Versuchs, diese Schnittstelle zu optimieren.

Optimierung des Signal/Störabstandes

Da die Hauptursachen der Störabstandsminderung in Empfangssystemen Eigenrauschen und nichtlineare Verzerrungen, wie z. B. Mischproduktbildungen und Kreuzmodulationseffekte sind, lassen sich folgende Vorschriften für die Gestaltung einer optimalen Empfangsanlage ableiten:

- Die ersten verstärkenden Stufen sollen dem Empfangswellenfeld möglichst nahe sein.
- Aus dem Empfangswellenfeld ist die minimal mögliche Summenleistung (Integral über die spektrale Leistungsdichte von $f = 0$ bis $f = \infty$) auszukoppeln, wobei als Kriterium das Verhältnis von empfangenem äußerem Rauschen P_{ex} zum im Empfangssystem erzeugten Rauschen P_{in} so zu wählen ist, daß $P_{ex} \geq P_{in}$ gilt.

Das erste Kriterium wurde bereits in den bisherigen aktiven Antennen verwirklicht und bringt gegenüber konventionellen, passiven Antennen die bekannten Vorteile, wie etwa geringere Abmessungen [3, 4].

Die zweite Vorschrift findet bei aktiven Breitbandantennen aber nur Anwendung bezüglich der ausgekoppelten spektralen Leistungsdichte. Eine konsequente Minimierung der Summenleistung ist erst durch Bandbreitenreduktion im passiven Antennenteil einer aktiven Antenne möglich. Die so erhaltene selektive, aktive Empfangsantenne muß sich zur Abdeckung größerer Frequenzbereiche automatisch auf die am Empfänger eingestellte Frequenz abstimmen. Hierzu kann der bei modernen Empfängern vorhandene Frequenzinformationsausgang benützt werden, dessen Signale nach Decodierung und Umsetzung in einer Abstimmsteuerung die bandbegrenzenden Elemente der Antenne steuert (*Bild 2*).

Bei großen Störfeldstärken

Kernstück der in *Bild 3* schematisch dargestellten Antennenanlage AK 001 für den Frequenzbereich 1,5 bis 30 MHz bildet die selektive, aktive Hf-Empfangsantenne HE 020. Die Selektionsschaltung ist einkreisig mit diskreten, binär gestuften Blindelementen aufgebaut, die mit Hilfe von Relais zu- oder abgeschaltet werden. *Bild 4* zeigt

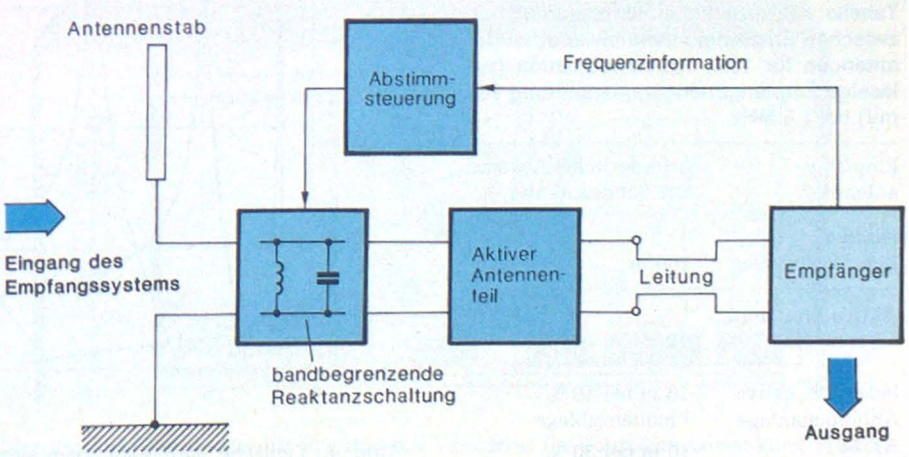


Bild 2. Empfangssystem mit selektiver, aktiver Empfangsantenne

die typischen Durchlaßkurven der Antenne. Das gewählte Abstimmverfahren stellt einen besonders günstigen Kompromiß zwischen Abstimmgeschwindigkeit, Kreisverlusten, Bauteileaufwand und Zuverlässigkeit dar. Selektionsschaltung und aktiver Antennenteil sind zu einer Baueinheit zusammengefaßt und im Fuß der nur 1 m langen Stabantenne untergebracht.

Die Zuordnung Frequenzinformation – Relaisaktivierung wird von der Abstimmsteuerung GS 017 getroffen. Sie ist für Ansteuerung im BCD-Code mit TTL-Pegel, positive Logik, konzipiert. Für vollautomatischen Betrieb ist daher der Einsatz von Empfängern mit entsprechendem Frequenzinformationsausgang erforderlich, beispielsweise des VLF-Hf-Empfängers EK 070 [5]. Die Verbindung zwischen Abstimmsteuerung und Antenne erfolgt über ein 20poliges Steuerkabel.

Als Beispiel der bei Betrieb in Bereichen großer Störfeldstärken mit dieser Antennenanlage erzielbaren Eigenschaften wird im folgenden gezeigt, welche Mindestabstände bei Verwendung verschiedener Empfangsantennen von einer, über ein handelsübliches Antennenpaßgerät mit 1 kW gespeisten 7-m-Stabantenne eingehalten werden müssen, um in der Empfangsanlage keine störende Kreuzmodulation zu verursachen.

Für den kritischen Fall niedriger Sendefrequenz – gewählt wurden 1,5 MHz – und 10 % bzw. 30 % Ablage der Empfangsfrequenz von der Sendefrequenz ergeben sich die in der *Tabelle* zusammengestellten Abstandswerte. Hierbei wurde von einer zulässigen Empfängereingangsspannung von maximal 100 mV ausgegangen, die einen typischen Wert moderner Kurzwellenempfänger für einen Kreuzmodulationsgrad von 10 % darstellt (Störsignal zu 30 % moduliert). Beachtenswert bei diesem Beispiel ist, daß in jedem Fall der Empfänger den weitaus größeren Beitrag zur Kreuzmodulation leistet. Typische Werte für die Kreuzmodulationsfestigkeit aktiver Breitbandantennen liegen zwischen 5 V/m und 40 V/m; die beschriebene selektive, aktive Antennenanlage verarbeitet bei 1,5 MHz und 10 % Abstand von der Empfangsfrequenz 200 V/m linear. Der Abstand zur Sendeantenne könnte in diesem Fall auf ca. 2,3 m verkürzt werden.

Tritt mehr als ein dominierendes Störsignal auf, wie etwa auf Schiffen, wo auf engstem Raum mehrere Sendeantennen installiert sind, ist den aufgrund von Intermodulation entstehenden Störungen besondere Beachtung

Tabelle: Erforderliche Mindestabstände zwischen Empfangsantennen und Sendeantennen für 10 % Kreuzmodulation (zulässige Empfängereingangsspannung 100 mV) bei 1,5 MHz

Empfangsantenne	Erforderlicher Abstand zur Sendeantenne
Passive 7-m-Stabantenne	100 m
Aktive Breitbandantenne HE 010	40 m
Selektive, aktive Antennenanlage AK 001	18 m bei 10 % Frequenzablage 10 m bei 30 % Frequenzablage

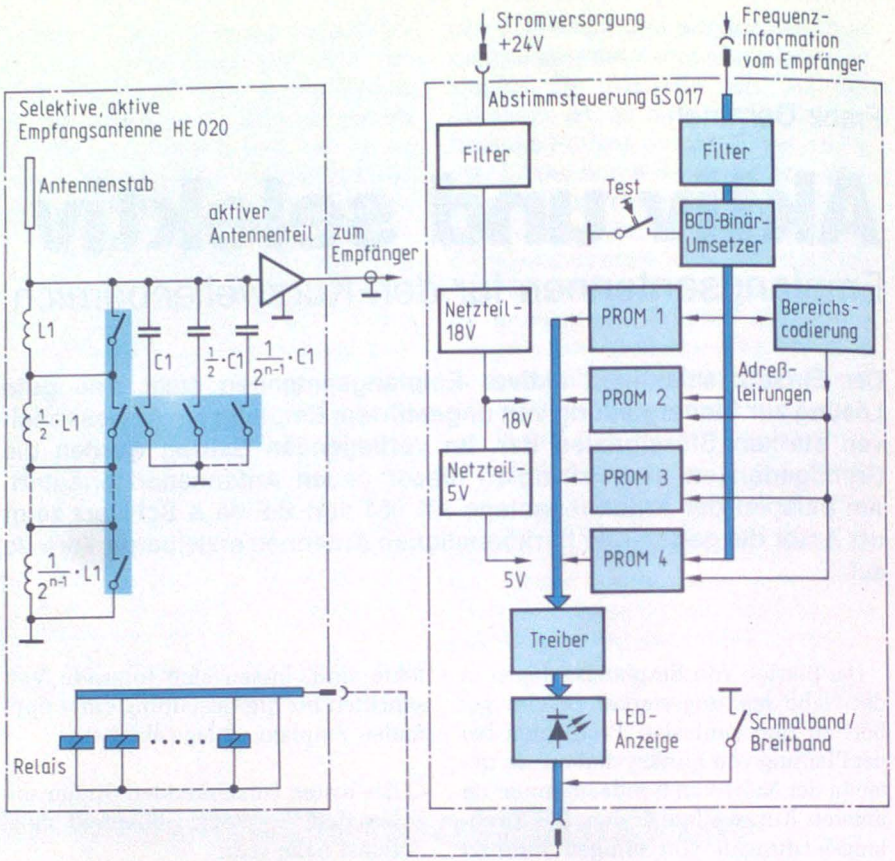


Bild 3. Prinzipschaltung der selektiven, aktiven Empfangsantennenanlage AK 001

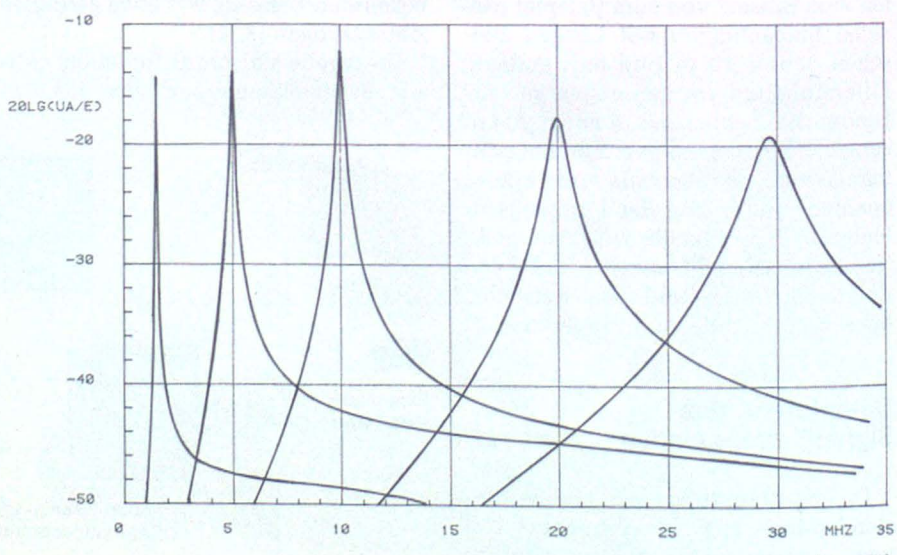


Bild 4. Typische Durchlaßkurven der selektiven, aktiven Empfangsantennenanlage AK 001 (Fotos: R&S)

zu schenken. Dabei interessieren hauptsächlich Intermodulationsprodukte der Frequenzen fm = f1 ± f2 (Intermodulation 2. Ordnung) und fm = f1 ± f2 ± f3 (Intermodulation 3. Ordnung [6].

Geht man von der Forderung aus, daß die Intermodulationsprodukte maximal gleich der Rauschleistung am Empfängerausgang sein dürfen, liegen die typischen, maximal zulässigen Feldstärken der Störsignale bei Verwendung optimal dimensionierter Breitbandantennen und modernen Empfangsgeräten zwischen 20 mV/m und 50 mV/m.

Bei Einsatz der beschriebenen selektiven, aktiven Empfangsanlage sind bei Ablage der Störfeldstärken von mindestens 10 % im kritischen unteren Frequenzbereich Feldstärken zwischen 5 V/m und 10 V/m zulässig, wodurch auch die extrem schwierigen Empfangssituationen in der Nähe mehrerer starker Sender mit geringem Aufwand beherrschbar werden.

Literatur

[1] *Demmel, F.:* Selektive, abstimmbare Empfangsantennen. Frequenz 33 (1979) 6 S. 158...165.

[2] *Demmel, F.:* Störsicherer Empfang mit selektiver aktiver HF-Antennenanlage AK 001. Neues von Rohde & Schwarz (1980/81) Nr. 92, S. 15...17.

[3] *Lindenmeier, H.:* Die transistorierte Empfangsantenne mit kapazitiv hochohmigem Verstärker als optimale Lösung für den Empfang niedriger Frequenzen. Nachrichtentechnische Zeitschrift 27 (1974) 11 S. 411...418.

[4] *Stark, A.:* Dimensionierung elektrisch kurzer Empfangsantennen für Frequenzen unter 30 MHz. Neues von Rohde & Schwarz (1977) Nr. 76, S. 23...26.

[5] *Krause, C.:* Einsatz des rechnersteuerbaren VLF-Hf-Empfängers EK 070. Neues von Rohde & Schwarz (1981) Nr. 93, S. 32...34.

[6] *Demmel, F.:* Kenngrößen aktiver Empfangsantennen. Nachrichtenelektronik 34 (1980) S. 326...328.

Stichworte zum Inhalt

Aktive und selektive Empfangsantenne, Kreuzmodulation, Filtereinheiten, Frequenzinformation.

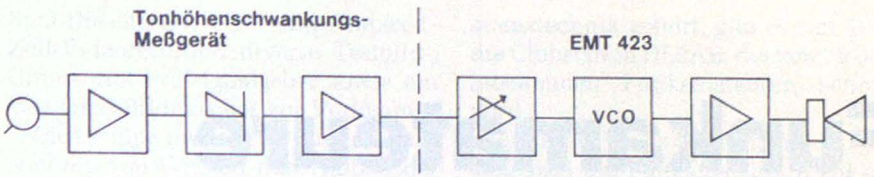


Bild 1. Blockschaltbild des Flutter-Audiocorders 423 in Verbindung mit einem Tonhöhenschwankungsmesser

Verstärker für Tonhöhenschwankungen

Die Werte für Tonhöhenschwankungen sind bei modernen Schallspeichern so gering, daß sie allenfalls bei kritischen Programmpassagen, z. B. bei bestimmten Klavierakkorden oder -tonfolgen, hörbar werden. Entwicklungsarbeiten und Routinemessungen an solchen Geräten erfordern es aber häufig, daß man bestimmte Optimierungs-Einstellungen vornehmen muß, ohne sich dabei auf eine Instrumentenanzeige konzentrieren zu können. Hier wäre der Einsatz eines „Tonhöhenschwankungsverstärkers" mit akustischer Anzeige wünschenswert.

Nun sind Tonhöhen- oder Gleichlaufschwankungen physikalisch nichts anderes als eine Frequenzmodulation. Geringe Schwankungswerte bedeuten einen kleinen Frequenzhub, und der Wunsch nach Verstärkung enthält folgerichtig die Forderung nach einer Hubvergrößerung. Da die Frequenz für Gleichlaufschwankungsmessungen mit 3150 Hz genormt, das menschliche Ohr für Schwankungen dieser Frequenz aber nicht besonders empfindlich ist, sollte man bei einer Hubvergrößerung auch gleichzeitig eine Frequenzumsetzung in Richtung tieferer Töne einführen.

Technisch läßt sich das gemäß *Bild 1* erreichen, indem man den Meßton zunächst demoduliert und das so erhaltene Signal nach Verstärkung einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) zuführt. Der Ausgang des VCO speist über einen normalen Nf-Verstärker einen Lautsprecher. Das Einstellglied am ersten Verstärker stellt dann den gewünschten Hubregler dar, und die Tonhöhe läßt sich als Mittenfrequenz des VCO in weiten Grenzen frei wählen.

Da der für die Anordnung erforderliche 3150-Hz-FM-Demodulator in jedem Tonhöhenschwankungsmeßgerät vorhanden ist, empfiehlt es sich, die Bausteine rechts von der gestrichelten Linie in Bild 1 in einem separaten Gerät unterzubringen, das dem eigentlichen Meßgerät nachgeschaltet wird.

Weil es, wie schon dargelegt, manchmal recht hinderlich ist, gleichzeitig Einstellungen vorzunehmen und Meßgeräte abzulesen, ist es sinnvoll, den Meßwert als Zeitfunktion durch Registrierung festzuhalten. Der Flutter-Audiocorder 423 von EMT *(Bild 2)* vereint diese beiden Einrichtungn. Sein Abhörteil wirkt als „akustische Lupe". Durch Umschalten des Eingangs kann aber auch das 3150-Hz-Prüfsignal hörbar gemacht werden. Ein kleiner eingebauter Lautsprecher zusammen mit einem 3-W-Verstärker dient zur Wiedergabe. Wird eine bessere Abhörqualität verlangt, kann ein externer Lautsprecher angeschaltet werden. Der Schreibteil registriert die Tonhöhenschwankungen auf thermosensitivem Papier. Da sich dessen Schreibgeschwindigkeit in sechs Stufen verändern läßt, ist eine sehr detaillierte Auswertung der Störgröße möglich. Ra.

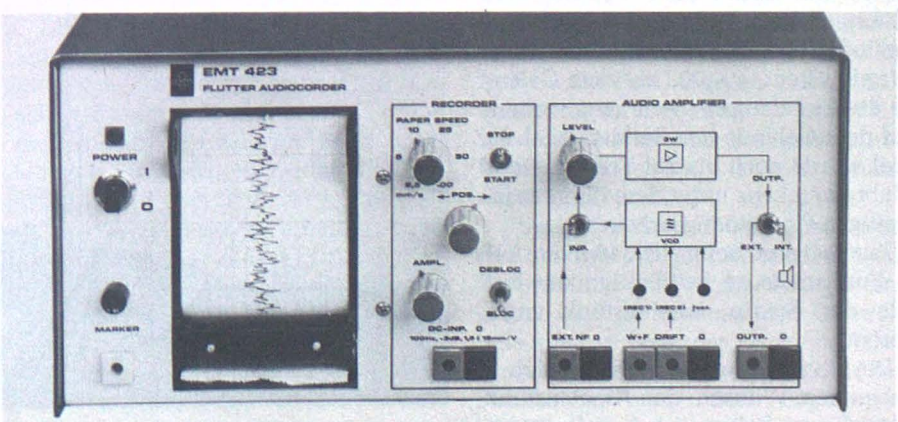


Bild 2. Im Flutter-Audiocorder 423 sind ein Verstärker für Tonhöhenschwankungen und eine Registriereinrichtung kombiniert (Werkfoto)

Funkamateure überall

2. Teil

Im ersten Teil des Beitrages wurde über Funkamateure bei der Bundesbahn, in verschiedenen Industriefirmen (Bosch-Firmenverband, Hirschmann und Philips) und bei Händlern, die Amateurfunk-Geräte vertreiben, berichtet. Der zweite Teil stellt die Amateurfunk-Aktivitäten bei ITT, AEG-Telefunken und Texas Instruments sowie bei den deutschen Rundfunkanstalten vor.

Die lizenzierten Funkamateure bei Standard Elektrik Lorenz AG, Intermetall und anderen Unternehmen des ITT-Firmenverbands in Deutschland gehören zum „German Chapter" der ITT Worldwide Amateur Radio Club. In der neuesten Ausgabe des Callbooks für Deutschland sind annähernd 200 Rufzeichen erfaßt. Eine Clubstation mit dem Call DL0LQ befindet sich im SEL-Werk Pforzheim; sie ist insbesondere auf den höheren Kurzwellenbändern zu hören. Am ersten Samstag jeden Monats um 09.00 Uhr deutscher Zeit trifft sich eine ITT-Runde auf etwa 3690 kHz. Als Sekretär des ITT Worldwide Radio Club fungiert derzeit DL3XC, Dr. Bernhard Cramer, Standard Elektrik Lorenz AG, Abt. ZT/FZD, Ostendstr. 3, 7530 Pforzheim.

Rund-Funkamateure

Innerhalb der Betriebssportgemeinschaft des Norddeutschen Rundfunks gibt es eine Sparte „Amateurfunk" (AFU). Die Sparte AFU betreibt drei Clubstationen, nämlich DL0IQ auf dem Gelände des Fernseh-Studios Hamburg-Lokstedt, DK0XC auf dem Gelände des Funkhauses sowie eine weitere auf dem Gelände des Senders Kiel. In Kiel wurde noch bis zur Erteilung des Clubrufzeichens unter dem Call des jeweiligen Operators gearbeitet.

Zur Zeit sind beim NDR 46 lizensierte Funkamateure beschäftigt, die fast alle der Sparte Amateurfunk angehören.

Die Sparte Amateurfunk hat sich – neben dem Wunsch, den Amateurfunk lebendig zu halten – zur Aufgabe gestellt, diesen im eigenen Hause populär zu machen. Sie möchte Ansprechpartner sein für Redaktionen, die über den Amateurfunk und damit zusammenhängende Probleme berichten wollen und vor Ort einen Einblick geben, was Amateurfunk will, darf und kann; und, wovon er sich distanziert. Dabei wird ein enger Kontakt mit dem DARC und seinen Ortsverbänden angestrebt. Außerdem soll new-comern der Einstieg in dieses faszinierende Hobby durch Rat und Tat erleichtert werden.

Einer engen Zusammenarbeit mit zwei DARC-Ortsverbänden entsprang auch die Idee, die exponierten Senderstandorte des NDR für Relaisstationen zu nutzen. So konnten an dem Sendemast des Senders Bungsberg und Hamburg je ein 70-cm-Relais installiert werden, die eine klaffende Lücke im norddeutschen „Relaiswald" schließen konnten. Ein ATV-(Amateur-Fernseh-) Relais, das auf dem Hochhaus des Studios in Lokstedt installiert werden soll, ist im Bau.

Das Clubrufzeichen der Funkamateure des Saarländischen Rundfunks

Die Station von DL7BA, der seit 1934 dem Funkamateur-Hobby verbunden ist (Kriegsfunklizenz D4YNF). Er ist Spezialist für Kurzwellen-Weitverbindungen; mit 308 verschiedenen Ländern hatte er bereits Funkverkehr

ist DL0EW. Wie bei allen Rundfunkanstalten sind die Arbeitszeiten durch die verschiedenen Berufe sehr unterschiedlich, so daß die Treffen zu sehr unterschiedlichen Zeiten stattfinden. Die Geräteausrüstung ist recht umfangreich und erlaubt weltweiten Funkverkehr. Zeitweise wird auch in der Betriebsart SSTV (Schmalbandfernsehen) gesendet. Räumlichkeiten für Unterricht und Bastelarbeiten sind vorhanden.

Auch beim Südwestfunk in Baden-Baden gibt es innerhalb des Sportclubs eine Sparte Amateurfunk. 20 Mitglieder können an der Clubstation DL0BB tätig werden.

Im Westdeutschen Rundfunk wird die Beschäftigung mit dem Amateurfunk vom Ausbildungsausschuß als Weiterbildungsmaßnahme seit Jahren anerkannt und gefördert. Intern kann man auf ausgesondertes Material zurückgreifen und wird auch bei der Neuanschaffung von Geräten unterstützt. Als Gegenleistung betreut die Gruppe die Fernempfangsstelle des WDR, die im Bedarfsfalle (z. B. Botschaftsbesetzung in Stockholm) den Redaktionen nutzbar gemacht wird, um ausländische Rundfunksender mitzuhören. Es gibt ca. 40 Funkamateure – das ist 1% der Belegschaft.

Die Clubstation DK0WR gibt es seit 1978. In die Nachwuchsschulungen, bisher drei, werden Mitarbeiter aus allen Bereichen und deren Angehörige einbezogen. Bisher haben zwölf Mitarbeiter die Lizenzprüfung abgelegt, weitere sechs stehen unmittelbar davor. Die Clubstation ist durchgehend von 160 m bis 23 cm betriebsbereit.

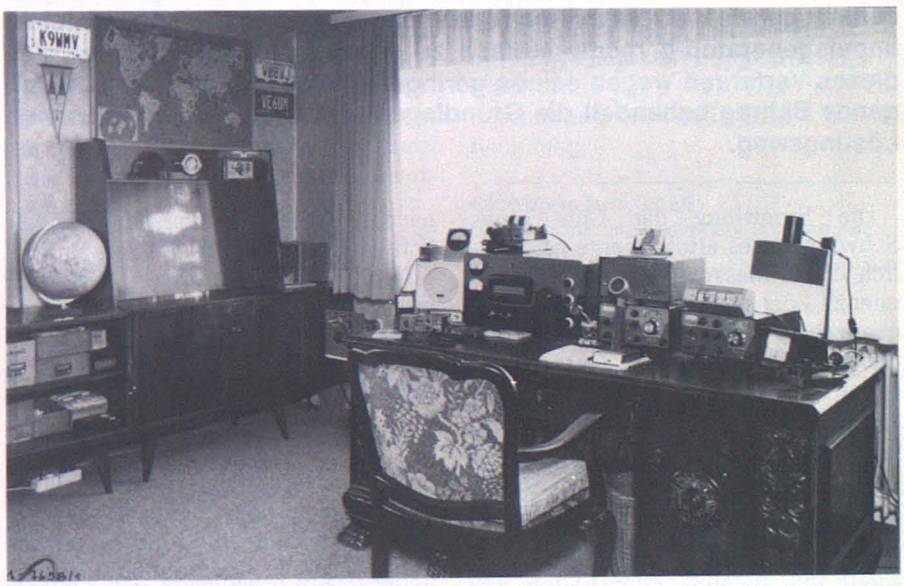
Es können alle Betriebsarten durchgeführt werden: AM, SSB, FM, CW, Hellschreiben, Faksimile-Bildfunk, SSTV, Farb-ATV, RTTY und Wetterbildempfang. Als Station steht zur Verfügung: auf KW eine Drake-Line mit TR7 mit L7 PA, Sechs-Element-Dreiband-Beam; auf UKW ein TS 700 mit 100-W-PA, 2 × 10-El.-Yagi, auf 70 cm (ATV) ein Eigenbausender aus kommerziellen Baustufen mit 400 W Klystron-Breitband-PA und einer 23-El.-Yagi. Auf 23 cm nur eine 30-El.-Yagi mit ATV-Empfangsconverter. RTTY: DJ6HP-Converter und T100, SSTV-Eigenbau-Monitor mit Sendeumsetzer ATV/SSTV, FAX- mit Hell-Fotofax-Schreiber, der besonders für Wetterbildempfang eingesetzt wird. Die Anschaffung eines APPLE-II-Plus-Mikrocomputers wird zur Zeit erwogen.

Für ATV stehen zwei Orthicon-Kamerazüge, Vidikon-Kamera, Flying-Spot-Diaabtaster, VCR- und Ampex-1-Zoll-Videorecorder, diverse Testbild-, Gitter- und Prüfsignalgeber sowie ein Vierkanal-Bildmischer zur Verfügung.

Die Gruppe unterstützt durch Bereitstellung von Geräten den Aufbau der (ATV-) Multi-Media-Umsetzer-Station, die zur Zeit für den Distrikt Köln-Aachen am Standort der FM-Relaisstelle DB0XO, Bergheim, eingerichtet wurde.

Die Clubstation DK0WR wird von den Aktiven nur wenig genutzt, da die Ausrüstung zu Hause ähnlich gut ist. Treffpunkt-Frequenzen oder sonstige Skeds gibt es nur im Bedarfsfall.

Übrigens treffen sich Funkamateure, welche ihr Brot beim Rundfunk verdienen, jeden Samstag um 8.00 h auf der Frequenz 3680 kHz.



DL6KG in Ulm (Dr. Rath) widmet sich bevorzugt dem Amateurfunk über Satelliten, seine Antennenanlage ist für die speziellen Erfordernisse ausgelegt

Telefunken-Funker

Eine sehr aktive Gruppe von Funkamateuren gibt es bei AEG-Telefunken in Ulm. Der dort beheimatete Geschäftsbereich Hochfrequenz bringt naturgemäß eine Konzentration funktechnisch interessierter Mitarbeiter mit sich. Durch das weltweite Geschäft von AEG-Telefunken arbeiten auch viele Mitarbeiter des Konzerns verstreut über den ganzen Erdball. So besitzt der Leiter des Bereichs Nachrichten- und Verkehrstechnik bei AEG-Telefunken do Brasil das Rufzeichen PY1ZFZ, der Konzern-Resident in Djakarta das Rufzeichen YB0AAG usw.

Im Fachbereich Sender in Berlin, der zum Ulmer Geschäftsbereich Hochfrequenztechnik gehört, gibt es seit 1975 die Clubstation DL0AE, die von 25 dort arbeitenden Funkamateuren benutzt wird.

Auch bei Texas Instruments in Freising sind die Funkamateure nicht untätig. DL0TI wird regelmäßig aktiviert. Gelegentlich werden auch Anfängerkurse für Nicht-Firmenangehörige durchgeführt.

Nicht vollständig

Diese Zusammenstellung von Funkamateur-Aktivitäten kann und will nicht vollständig sein. Es sollte lediglich gezeigt werden, daß Funkamateure überall dort zu finden sind, wo es um Technik geht. Man findet sie bis in die Firmenleitung hinein, sogar hin und wieder an der Spitze (z.B. Hans Kolbe bei Fuba, Stabo usw., Richter & Co., Reinhardt Meßtechnik). In der Politik finden sich hingegen wenig Funkamateure, im Gegensatz zu den USA, wo eine Reihe von Funkamateuren kräftig politisch tätig ist (z.B. Senator Barry Goldwater).

Zum guten Schluß sei noch gesagt, daß auch in den vier Redaktionen der Zeitschriften des Franzis-Verlages eine ganze Reihe Funkamateure arbeiten, teils auch in leitender Position. Allerdings läßt die Arbeit wenig Zeit für den Funkbetrieb an der Clubstation DL0VF, von deren Standort auch der Bayern-Süd-Rundspruch abgestrahlt wird. Ta.

Michael Arnoldt

Güte-Bestimmung von Schwingkreisen

Die Güte-Bestimmung von Schwingkreisen durch Impuls-Anregung ist ein lange bekanntes Verfahren, welches jedoch ein wenig in Vergessenheit geraten ist. Da mit modernen Bauelementen die erforderlichen Impulsgeneratoren relativ einfach zu verwirklichen sind, bietet sich dieses Verfahren wegen seines geringen Aufwandes an. Der nachfolgende Beitrag behandelt die Grundlagen und zeigt einen praktischen Lösungsweg.

Die Ermittlung der Güte eines Schwingkreises erfolgt heute gewöhnlich durch Messung der Resonanzfrequenz f_o, der sogenannten 3-dB-Eckfrequenzen $f_o \pm \Delta f$ und der Berechnung anhand *Bild 1*. Für die Güte Q gilt dabei:

$$Q = \frac{f_o}{2 \cdot \Delta f}$$

Dieser Gleichung liegt die Tatsache zugrunde, daß die Energie im Schwingkreis auf die Hälfte der Maximalenergie absinkt, wenn die Anregung auf der Frequenz $f_o + \Delta f$ oder $f_o - \Delta f$ erfolgt (–3 dB ≈ 0,5).

Die Messung wird zweckmäßig mit einem Oszilloskop, Generator (Meßsender) und Frequenzzähler vorgenommen.

Impulsanregung in resonanzfähigen Gebilden

Ein anderes Verfahren nutzt die Eigenschaft resonanzfähiger Gebilde aus, eine einmal angeregte Schwingung mehr oder weniger lange aufrecht zu erhalten. Diese Methode hat den Vorteil, daß man mit einem entsprechenden Impulsgenerator und einem Oszilloskop auskommt.

Der zu messende Parallelschwingkreis wird hierzu lose an den Impulsgenerator und das Oszilloskop angekoppelt (*Bild 2*). Ein kurzer Impuls etwa von der Dauer einer Schwingungsperiode regt den Schwingkreis an. Je nach der Güte laufen verschieden viele Schwingungen ab, bis die Schwingamplitude einen bestimmten Rest-Pegel erreicht hat. Für die Einhüllende der Schwingung gilt allgemein:

$$U(t) = U_0 \cdot e^{-\alpha t}$$
mit: $\alpha = \pi \cdot f/Q$.

Das Meßverfahren besteht nun darin, die Zahl n der Schwingungen abzuzählen, die bis zum Abfall der Amplitude U(t) auf einen bestimmten Restwert von U_0 auftritt.

Zwei Lösungen sind besonders einfach abzuleiten, hier der erste Weg:

$$t_1 = 1/\alpha = Q/\pi \cdot f$$
$$U(t) = U_0 \cdot e^{-1} = 0{,}368 \cdot U_0$$

Es wird also der Abfall auf 36,8 % als Anhaltspunkt genommen. Danach erhält man für Q:

$$Q = t_1 \cdot \pi \cdot f$$
Mit: $t_1 = n_1 \cdot T$
und: $T = 1/f$
wird: $Q = n_1 \cdot \pi$.

Der zweite Weg: $t_2 = \pi \cdot t_1$ liefert:
$U(t) = U_0\, e^{-\pi} = 0{,}0432\, U_0$

Für Q erhält man dann die einfache Form: $Q = n_2$. Im ersten Fall ist unter Umständen die Festlegung der 36,8-Prozent-Amplitude etwas schwierig, im zweiten das Abzählen der Schwingungen bis zum 4,32-Prozent-Wert. Daher sind andere Werte günstiger. Rechnerisch erhält man nach dem skizzierten Verfahren: 50,0 % für Q = 4,53 n, 33,3 % für Q = 2,86 n, 25,0 % für Q = 2,27 n.

Bild 3 verdeutlicht diese Zusammenhänge für die Amplituden-Restwerte $U(t)/U_0 = 0{,}5{,}1/e$ und $e^{-\pi}$.

Einfache Messung

Dank den heutigen Möglichkeiten, den Impulsgenerator mit geringen Mitteln aufzubauen, verdient es diese Me-

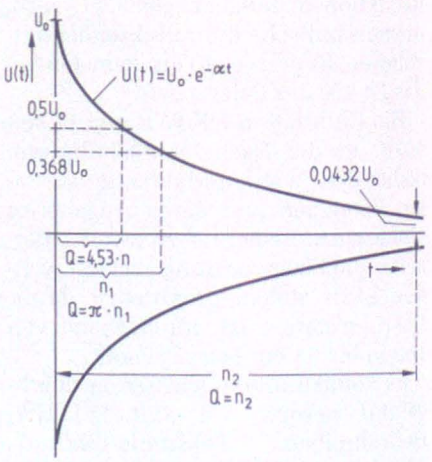


Bild 3. Ausschwingvorgang eines Schwingkreises, Berechnung des Gütewertes Q aus verschiedenen Rest-Pegeln und Schwingungszahlen

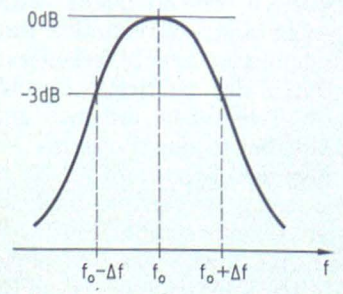


Bild 1. Resonanzkurve eines Schwingkreises, Angabe der 3-dB-Eckfrequenzen

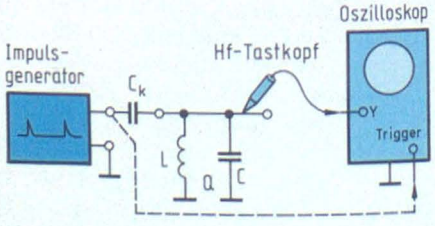


Bild 2. Prinzip des Güte-Meßverfahrens mit Impulsen

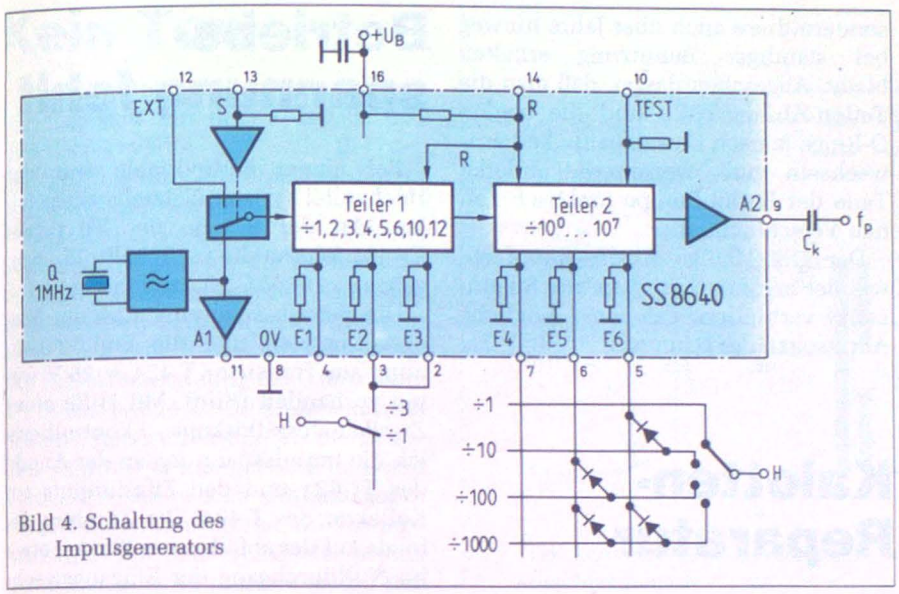


Bild 4. Schaltung des Impulsgenerators

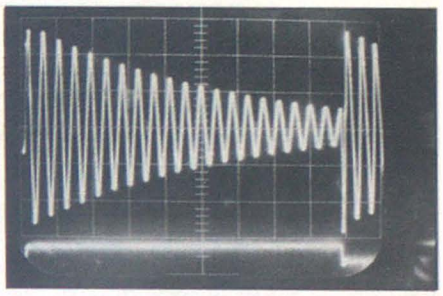


Bild 5. Aufnahme eines Ausschwingvorgangs; die Q-Berechnung läßt sich anhand der verschiedenen Restpegel leicht durchführen

thode, wieder in Erinnerung gebracht zu werden. Ein einfacher, geeigneter Impulsgenerator liegt in dem IC SS8640 vor, das u. a. einen 1-MHz-Stimmgabelquarz, einen Oszillator und zwei Teilerketten T1 und T2 enthält und einen Strom von nur 1 mA bei 6 V aufnimmt. *Bild 4* zeigt das IC und die Schaltung. Die Teilerverhältnisse sind in der Tabelle angeführt.

Die Ausgangsfrequenz f_p bzw. die Gesamtteilung wird zweckmäßig so festgelegt, daß eine Darstellung entsprechend *Bild 5* entsteht.

Für das Verhältnis von Impulsabstand T und Periodendauer t = 1/f der Schwingung gilt folgendes: Ist T = m·t, so ist die dargestellte Amplitude aller Schwingungen etwas höher, für T = (m + 1/2)·t etwas geringer als ein mittlerer Wert. Diese Tatsache beeinflußt die Messungen nicht, kann jedoch zu Überraschungen führen. Ursache ist die gleich- bzw. gegenphasige Anregung von einem Impuls zum jeweils nächsten.

Die Wahl von T muß zwangsläufig so erfolgen, daß m > Q/π wird. Für einen Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz f_0 = 1 MHz (t = 1 µs) und der Güte Q = 100 ergibt sich: m ≥ 30 und T = m·t ≧ 30 · 1 µs = 30 µs bzw. f_p = 1/T = 30 kHz.

Tatsächlich genügt in der Praxis für das Einstellen der Impulsfrequenz f_p die Stufung 1 – 3 – 10. Dem trägt die Beschaltung des ICs in Bild 4 bereits Rechnung.

Stichworte zum Inhalt
Güte-Messung, Impulsanregung, Impulsgenerator, Schwingkreis

Tabelle der Teilerverhältnisse

E1	E2	E3	Teilung
L	L	L	1
L	L	H	10
L	H	L	2
L	H	H	3
H	L	L	4
H	L	H	5
H	H	L	6
H	H	H	12

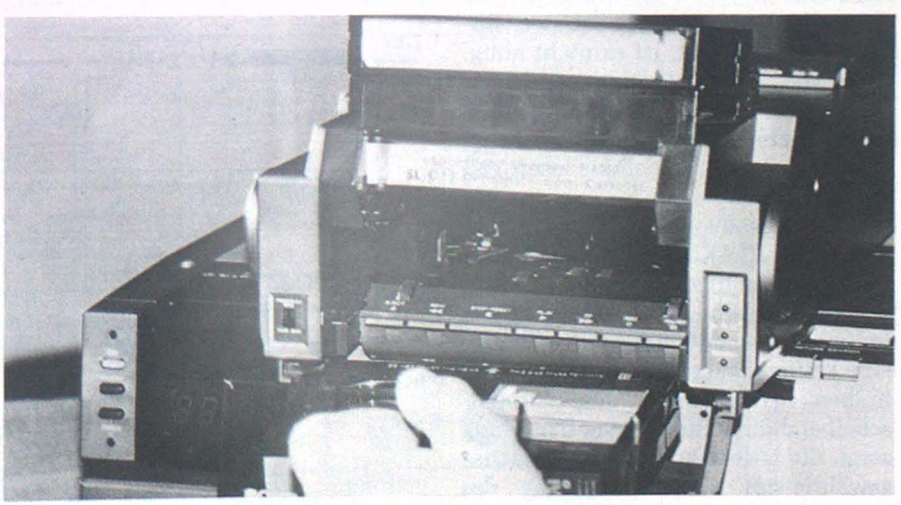
E4	E5	E6	Teilung
L	L	L	1
L	L	H	10
L	H	L	10^2
L	H	H	10^3
H	L	L	10^4
H	L	H	10^5
H	H	L	10^6
H	H	H	10^7

Für Dauerseher

Seit die ersten Heimrecorder auf den Markt gekommen sind, ist die Spielzeit der Videokassetten immer länger geworden. Mit einer Einzelkassette schießt das System Video 2000 im Augenblick den Vogel ab: 2 × 4 Stunden Spielzeit auf einer Wendekassette.

Für die Betamax-Kassettenrecorder stellte Sony jetzt eine Ladeeinrichtung vor, mit der vollautomatisch drei weitere Kassetten in den Recorder „nachgeladen" werden können. Der Kassettenwechsler AG 7 benötigt etwa 20 s, bis die folgende Kassette spielbereit im Gerät liegt. Er kostet knapp unter 500 DM und wird zunächst als Aufsatz für das SL-C7-Geräte, geliefert. Für ältere Bauformen gibt es einen Umrüstsatz, den man in einer halben Stunde einbauen kann.

Die ausgeworfenen Kassetten werden in einer Aufnahme gestapelt. Kp.

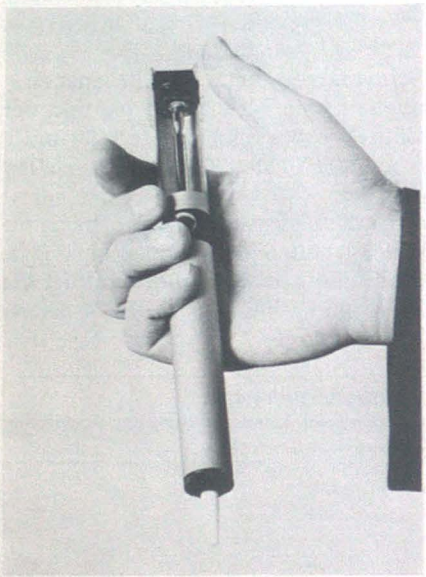


Videoaufzeichnung total verspricht der Kassettenwechsler von Sony, der wohl als Antwort von Betamax an die lange Laufzeit der 2×4-Wendekassette zu werten ist. (Bild: Knapp)

Entlöt-Pumpe

Die Ungar-Entlöt-Pumpe Modell 7872 bietet laut Hersteller gegenüber handelsüblichen vergleichbaren Ausführungen Konstruktionsvorteile.

Die Teflon-Tülle hat an ihrer Ansaugseite einen Durchmesser von 3,8 mm. Beachtenswert ist, daß diese Tülle



nicht nur in die Schraubkappe eingepreßt ist, sondern sie kann nach Lösen einer Schraubbuchse ausgewechselt werden und sitzt in einer Passung. Der Stössel zum Ausstoßen des Zinns ist dadurch besser zentriert. Die Schraubenbuchse dient auf dieser Seite auch zur Zentrierung der Spannfeder. Auf der anderen Seite der Feder wird sie durch einen Zylinderstutzen am Saugkolben gehalten und somit auch dort zentriert.

Da die Feder im entspannten Zustand ausgedehnt ist, ist es nicht nötig, diese von Zinnresten und verklebten Flußmitteln zu reinigen. Es genügt schon, wenn man die geöffnete Saugpumpe ausklopft, so daß die losen Teile herausfallen.

Der Saugkolben besteht aus einem gedrehten Alu-Kolben, in dem zwei Nuten für die hitzebeständigen O-Ringe eingefräst sind. Die O-Ringe sorgen in Verbindung mit dem Alu-Kolben für eine kräftige Saugwirkung. Hinter dem Kolben befindet sich eine Gummischeibe, die für Rückschlag-Dämpfung sorgt. Die Lagerung der Führungsachse gewährleistet eine Zentrierung des Saugkolbens, wodurch nicht nur die Saugwirkung im Neuzustand gut ist, sondern diese auch über Jahre hinweg bei ständiger Benutzung erhalten bleibt. Abgesehen davon, daß man die Teflon-Absaug-Tülle und die beiden O-Ringe je nach Einsatzhäufigkeit auswechseln muß, weisen die anderen Teile der Entlöt-Pumpe praktisch keinen Verschleiß auf.

Der großflächige Auslöseknopf sowie der ergonomisch geformte Spannknopf verhindern das sonst mögliche Abrutschen des Daumens. Ta.

Kalotten-Reparatur

Manchmal kommt es vor, daß die, als Staubschutz dienende, Alu- oder Gewebekalotte vor der Schwingspule eines Membranlautsprechers eingedellt wird. Dies geschieht durch äußere mechanische Einwirkungen, insbesonders dann, wenn diese Lautsprecher ohne schützende Bespannung betrieben werden.

Eine solche Beschädigung führt zwar selten zu Störungen der Funktion des Lautsprechers, macht jedoch einen ästhetisch negativen Eindruck.

Meistens hilft hier folgende Methode, um die eingedrückte Stelle wieder herauszuheben und zu glätten: Man klebt einen transparenten Klebestreifen über die Schadstelle und zieht ihn anschließend vorsichtig wieder ab. Dieser Vorgang ist nötigenfalls zu wiederholen. Bei Papierkalotten sollte mit erhöhter Vorsicht vorgegangen werden.

Harald Bertin

Betriebs-spannung fehlt

Bei einem Farbportable war das Hochvolt-Thyristor-Netzteil ausgefallen. An der Katode des Thyristors Ty 421 fehlten die im Schaltbild angegebenen 197 V Gleichspannung.

Die Betriebsspannung 12 V im Niedervoltnetzteil und die Emitterspannung am Transistor T 424 = 26 V waren vorhanden (*Bild*). Mit Hilfe eines Zweikanaloszilloskops kontrollierte ich die Impulsspannung an der Anode des Ty 421 und den Zündimpuls am Kollektor des T 424. Die Zündung erfolgte auf der abfallenden Flanke, etwa im Nulldurchgang der Eingangswechselspannung.

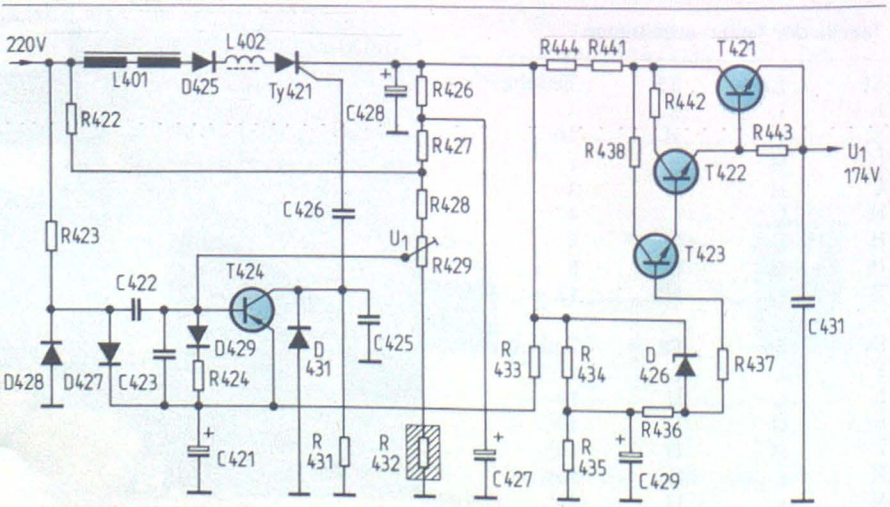
Da der Thyristor die negative Halbwelle sperrt, entstand auch keine Katodenspannung.

Im Normalbetrieb erfolgt die Zündung in dem Zeitpunkt, in dem die Eingangsspannung gerade den positiven Spitzenwert überschritten hat. Die Rechteckspannung an der Katode der Diode D 428 von 26 V war vorhanden.

Ich überprüfte die Gleichspannungswerte an R 429 für die Einstellung der Betriebsspannung U_1.

Am Schleifer und am Fußpunkt des Potentiometers lagen 26,4 V. Da das Potentiometer etwa in Mittelstellung stand, lag die Vermutung nahe, daß der Fußpunktwiderstand R 432 hochohmig geworden ist, so daß keine Spannungsteilung erfolgte. Dies erwies sich als richtig.

Nach Erneuerung des R 432 und Einstellung der U_1 war das Gerät wieder verwendungsfähig. Dieter Kraft



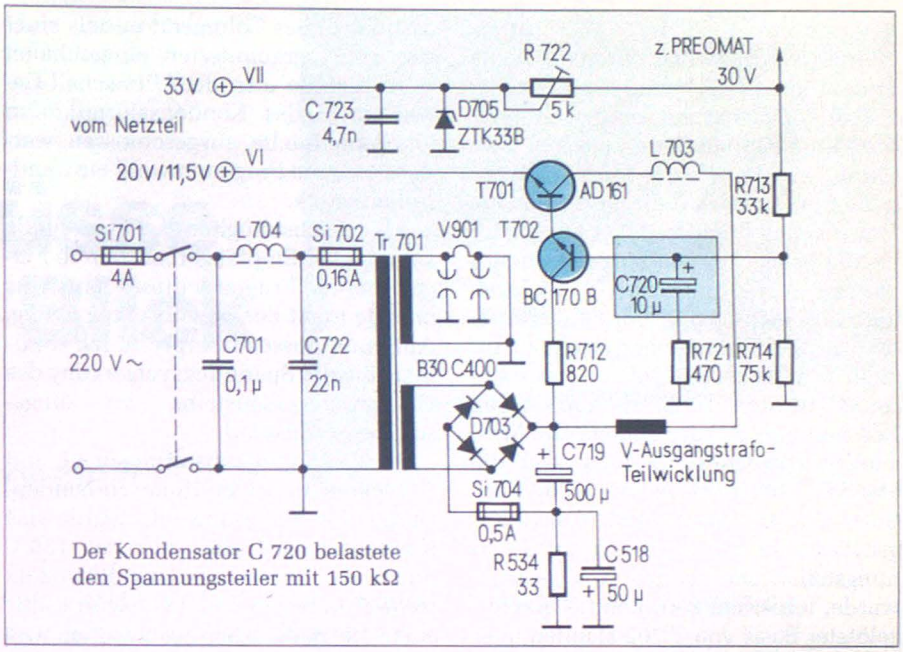
Mit dem Potentimeter R 429 konnte die Betriebsspannung U 1 nicht mehr eingestellt werden, da der Widerstand R 432 hochohmig geworden war

Kein Ton

Ein Kunde brachte sein Autoradio in die Werkstatt mit dem Hinweis, daß dies Gerät völlig „tot" sei. Bei der Überprüfung des Autosupers bestätigte sich die Kundenangabe.

Da ich den Fehler in der Nf-Stufe vermutete, begann ich die Fehlersuche mit der Spannungsüberprüfung an den Endtransistoren (*Bild unten*). Hier nun erlebte ich eine kleine Überraschung. Die Kollektorspannung des Transistors T 118 war mit 14 V vorhanden, aber an beiden Transistoren fehlten die Basis- und Emitterspannungen. Mein erster Verdacht richtete sich deshalb gegen die Endstufentransistoren, die ich auslötete und mit dem Ohmmeter prüfte. Sie waren jedoch in Ordnung. Ich ließ die Transistoren ausgelötet, maß die Spannungen an den Basisanschlüssen auf der Leiterplatte und stellte wiederum 0 V fest. Somit war sicher, daß der Fehler in der Treiberstufe oder noch davor zu finden sein mußte.

Am Treibertransistor T 117 waren Emitter- und Basisspannung gleich groß, ich konnte 14 V messen, weshalb der Transistor sperrte und am Kollektor 0 V zu messen waren. Eine dennoch vorsichtshalber durchgeführte Prüfung bestätigte, daß der Transistor nicht defekt war. Nun wandte ich mich der Vorstufe zu, die in Form eines Differenzverstärkers aufgebaut ist. An beiden Kollektoren der Transistoren T 115 und T 116 waren, wie erwartet, 14 V zu messen, womit keine Differenzspannung zwischen beiden Kollektoren auftrat. Basis- und Emitterspannungen konnte ich ebenfalls nicht feststellen. Da für die Arbeitspunkteinstellung der Transistor T 115 in Verbindung mit dem entsprechenden Basisspannungsteiler verantwortlich ist,



Der Kondensator C 720 belastete den Spannungsteiler mit 150 kΩ

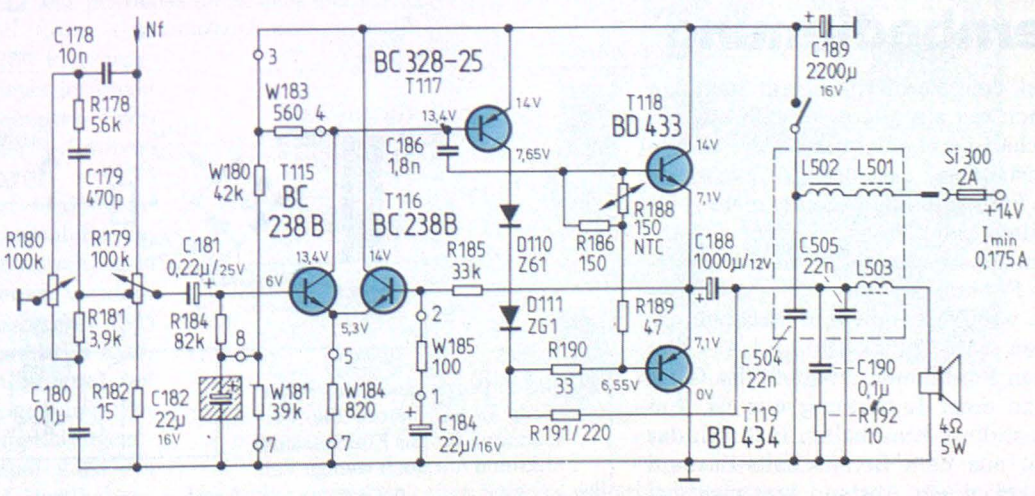
an der Basis von T 115 aber 0 V zu messen waren, konnte der Fehler eigentlich nur noch hier zu finden sein. Nach kurzem Suchen ermittelte ich den Tantalelko C 182 als Fehlerursache. Der Kondensator wies einen Kurzschluß auf, weshalb die Basisspannung nach Masse kurzgeschlossen und die gesamte Nf-Stufe außer Funktion gesetzt wurde. Nachdem ich den Kondensator erneuert hatte, konnte ich die Endstufentransistoren wieder einlöten und das Gerät dem Kunden ausliefern.

Jürgen Fries

Negativ-Bild

Bei einem ca. 8 Jahre alten Farbfernseh-Gerät wurde das sehr schwache und scheinbar negative Bild beanstandet. Im Außendienst schien die Reparatur dieses Fehlers von vorn herein aussichtslos und es wurde mit in die Werkstatt genommen. Da sich während der laufenden Sendung kein vernünftiges Bild einstellen ließ, wurde ein Farbbalkengenerator auf die Antennenbuchse geschaltet, und seltsamerweise erschien ein erträgliches Bild, allerdings ohne Farbe. Die gleichmäßigen Graustufen schienen fast normal.

Der Fehler wurde im Bereich des Videomodulators oder im Y-Verstärker vermutet. Mit einem Oszilloskop wurde daher als erstes ein Diagramm am Ausgang des Video-Demodulators aufgenommen, welches bis auf eine zu geringe Amplitude in Ordnung zu sein schien. Statt 2,5 V_{ss} standen nur 1,5 V_{ss} zur Verfügung. Die Kontrolle der im Schaltbild angegebenen Gleichspannungen im Y-Verstärker ergaben durchweg zu geringe Werte. Als Ursache hierfür stellte sich die zu geringe Betriebsspannung +VI (*Bild oben*) her-



Der Tantalkondensator C 182 war niederohmig geworden und setzte die gesamte Nf-Stufe außer Funktion

aus, die nur noch ca. 11,5 V betrug. Hiermit war nun klar, weshalb weder Demodulation, Y-Verstärker noch der Farbartverstärker mit seinen Hilfsstufen vernünftig arbeiten konnten. Nun wurde also der Fehler im Niedervoltnetzteil gesucht, wo die Spannung am Brückengleichrichter D 703 mit 33,5 V richtig anlag. Am Ausgang der Stabilisierung, dem Emitter des T 701 lagen aber nur noch 11,5 V. Der Fehler mußte also im Stabilisierungszweig zu suchen sein, wobei sowohl die Transistoren T 701 und T 702 als auch deren Beschaltung in Frage kamen. Die Messungen ergaben schließlich, daß die U_{BE} des T 702 zu gering war. Eine Kontrolle der 30 V ergab exakt den richtigen Wert, so daß nur noch der Spannungsteiler, der aus den 30 V gespeist wurde, fehlerhaft sein konnte. Bei abgelöteter Basis von T 702 standen über R 714 ca. 13 V. Nach Anwendung des Ohmschen Gesetzes müßten aber bei intakten Widerständen ohne weitere Belastung ca. 20 V stehen. Ein Blick ins Gerät und in die Schaltung ließen den 10-µF-Tantalkondensator C 720 erkennen, der sehr verdächtig erschien. Die Abneigung gegen Kondensatoren dieser Bauart hatte wieder einmal etwas für sich, denn bei genauer Prüfung des Kondensators konnte man einen Widerstand von ca. 150 kΩ messen, der den Spannungsteiler belastete und die U_{BE} von T 702 soweit verminderte, daß die Spannung +VI nur noch 11,5 V betrug.

Nach Austausch des C 720 gegen einen intakten Kondensator waren sowohl das Schwarzweiß-Bild als auch die Farbe in Ordnung. H. A. Kleiske

Seltener Fehler in der Fernbedienung

Bei dem Farbfernsehgerät handelte es sich um ein älteres Modell mit Ultraschall-Fernbedienung. Der Kunde beanstandete, daß sich das Gerät mit der Fernbedienung nicht mehr einschalten ließ.

Zunächst überprüfte ich die weiteren Funktionen des Ultraschall-Gebers, wie Programmwahl, Analogfunktionen sowie Quick-Ton und Aus. Bei diesen Funktionen arbeitete das Gerät bis zu einer Entfernung von ca. 7 m einwandfrei. Einschalten ließ sich das Gerät aus dem Bereitschafts-Zustand nur bei einem Abstand von maximal 1 m. Da dieses Colorgerät mittels einer der 12 Programmtasten eingeschaltet wird, konnte also der Ultraschall-Geber sowie das Kondensatormikrofon als Fehlerquelle ausgeschlossen werden, weil die Programmwahl einwandfrei arbeitete.

Als nächstmögliche Fehlerquelle kam der US-Empfängerbaustein in Frage. Aber ein Erneuern dieses Bausteins brachte nicht den gewünschten Erfolg. Aufgrund dessen überprüfte ich routinemäßig die Spannungsversorgung des US-Empfängerbausteins im eingeschalteten Zustand.

Die Versorgungsspannungen +L und +C waren in voller Höhe vorhanden. Durch die Spannung +C wurde das Kondensatormikrofon mit ca. 100 V durch die Spannungsteiler R01/02/03 (*Bild 1*) vorgespannt. Jetzt wurde mir auch die Bedeutung der zweiten Verbindung (Stecker C Pkt. 10) zum Netzteil klar. Im Stand-By-Zustand mußte das Kondensatormikrofon ebenfalls mit einer Spannung über die Widerstände R01/02 vorgespannt sein. Diese Spannung, in diesem Falle −135 V, wird durch die Diode 647 gewonnen. Wenn das Fernsehgerät durch die Fernbedienung eingeschaltet wird, trennt das Relais die Diode 647 (*Bild 2*) vom Netz und die Spannung +C versorgt das Kondensatormikrofon.

Hier mußte also der Fehler, wohlgemerkt im Bereitschafts-Zustand, zu suchen sein. Als erstes kontrollierte ich die Wechselspannung an der Katode der Diode 647, die auch vorhanden war. Dadurch konnte das Relais als Fehlerquelle ausgeschlossen werden. Die Spannung an der Anode betrug nur −22,5 V anstatt −250 V, was auf einen Defekt der Diode 647 zurückzuführen sein konnte. Am Kondensatormikrofon lag eine Vorspannung von ca. −8,5 V. Nun überprüfte ich die ausgebaute Diode mit dem Ohmmeter. Der Durchgangswiderstand betrug ca. 510 Ω, der Sperrwiderstand nur noch 13,5 kΩ. Nach Erneuerung der Diode lag am Kondensatormikrofon eine negative Vorspannung von 135 V. Nun ließ sich das Gerät wieder einwandfrei einschalten.

Die im Fehlerfalle noch vorhandene Vorspannung reichte also nicht mehr aus, um das Gerät auf größere Entfernung mit dem Ultraschall-Geber einzuschalten. Jochen Resenberger

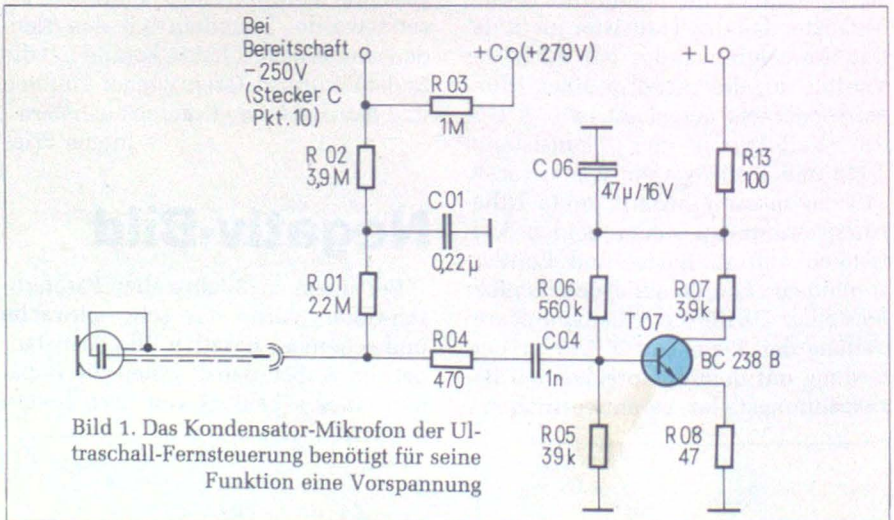


Bild 1. Das Kondensator-Mikrofon der Ultraschall-Fernsteuerung benötigt für seine Funktion eine Vorspannung

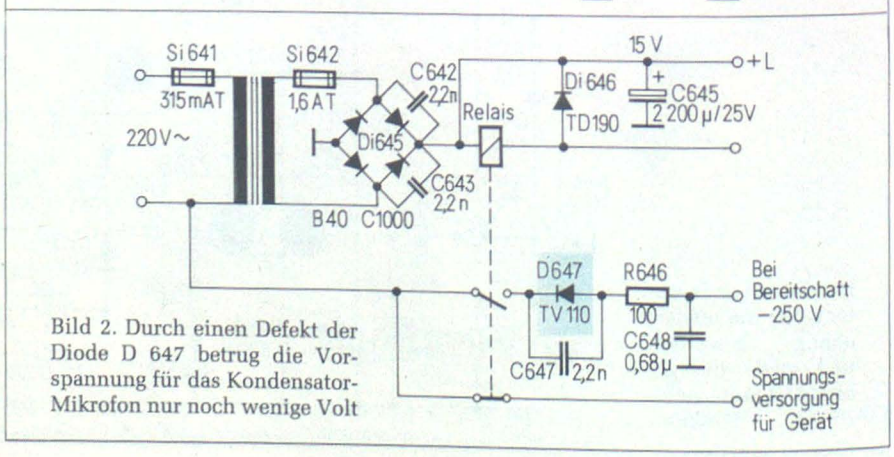
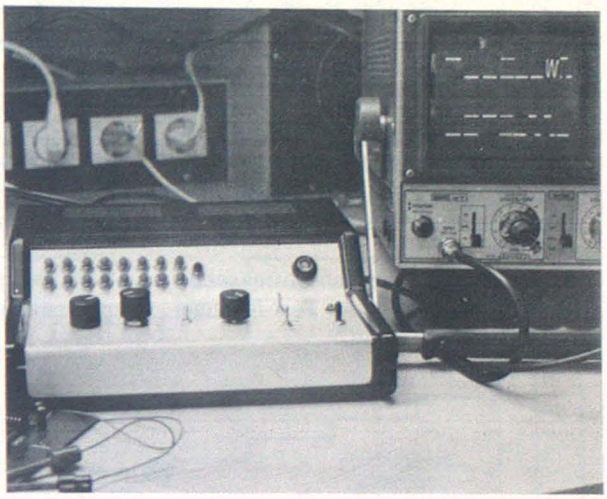


Bild 2. Durch einen Defekt der Diode D 647 betrug die Vorspannung für das Kondensator-Mikrofon nur noch wenige Volt

Dieter Hörsch

IC-Anschlüsse auf einen Blick

Anschlußpotentiale auf dem Oszilloskop dargestellt



Dieser Arbeit wurde von der Jury der erste Platz in der Zweiten Abteilung (Die nachbausichere Bauanleitung) des FUNKSCHAU-Preises 1981 zuerkannt. Die Schaltung ermöglicht die gleichzeitige Darstellung der Potentiale aller IC-Pins auf einem Oszilloskop. Die Abbildung auf dem Bildschirm erfolgt in der Anordnung der Pinbelegung des zu prüfenden ICs. Es werden digitale und analoge Signale dargestellt.

Bis zu 16polige ICs können mit der Schaltung untersucht werden, die Abbildung der einzelnen Anschlußpotentiale erfolgt als Draufsicht auf die Pinbelegung des ICs. Da die Schaltung bis maximal 15 V ausgelegt ist, können praktisch alle ICs untersucht werden, wie z. B. CMOS-, TTL-, Timer-ICs und Operationsverstärker.

Triggerung wahlweise von jedem Anschluß

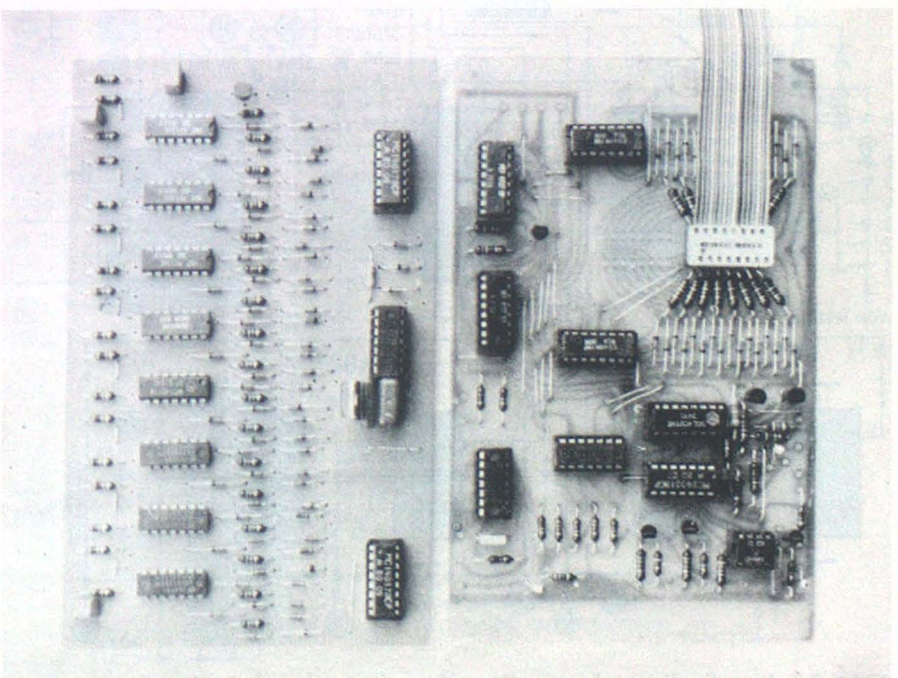
Die Triggerung des Oszilloskops kann über einen Stufenschalter wahlweise von jedem der 16 Pins abgenommen werden oder auch extern erfolgen. Getriggert wird jeweils mit der positiven Flanke. Gutstehende Bilder sind ab ca. 300 Hz bis über 100 kHz gegeben, langsame Spannungsänderungen können über einen eingebauten Taktgenerator „zwangsgetriggert" flimmerfrei beobachtet werden.

Der Strahlrücklauf wird dunkelgetastet. Nicht belegte Pins oder solche, die nicht zur Beobachtung gebraucht werden, können dunkelgesteuert werden. Über den Trigger-Stufenschalter (S1) und einen Dreifachwechsler (S4) kann außerdem jedes Anschluß-Signal bei Bedarf einzeln zu einer genauen Betrachtung und Zeitmessung herangezogen werden *(Bild 1)*. Dabei wird die Horizontalablenkung und Vertikalverstärkung des Oszilloskop benützt, um kalibrierte Frequenz- und Amplitudenmessungen vornehmen zu können. Die Pins des zu prüfenden ICs werden im wesentlichen nur durch Kabel- und Schaltkapazitäten belastet. Die Prüfeingänge sind gegen versehentliche Überspannungen gesichert.

Sägezahn mit Triggerung

Der Transistor T1 in Bild 1 liefert einen mit P1 einstellbaren, konstanten Strom zur Ladung des Kondensators 47 nF. Bei Erreichen der Thresholdspannung am Timer 555 wird über dessen integrierten Transistor über Pin 7 der Kondensator entladen, gleichzeitig geht der Q-Ausgang auf L. Dieser H-L-Sprung gibt über die Laufzeitkette von drei Gattern am Ausgang des vierten Gatters (Anschluß 11) einen kurzen positiven Nadelimpuls, der das angesteuerte Flipflop ½ 4027 (1) rücksetzt.

Dadurch wird dessen Q-Ausgang L und hält rückwirkend den Timer 555



Der Aufbau der beiden Leiterplatten ist weitgehend problemlos (Foto: Neumayr)

im Zustand „Reset". Der Kondensator bleibt entladen. Erst ein positiver Spannungssprung am Takteingang des 4027 (1) beendet den Reset-Zustand, worauf der Kondensator wieder geladen wird. Während der Zeit des Resetzustandes wird T6 durchgesteuert und dadurch das Oszilloskop dunkelgetastet.

Der Takt wird über den Stufenschalter (S1) extern oder vom Test-IC angewählt, mit T5 und T4 verstärkt und über einen Schmitt-Trigger invertiert, so daß bei positivem Signalanstieg wieder ein L-H-Sprung auf den Takteingang des 4027 (1) gelangt. Über das Potentiometer P2 läßt sich die Source-Spannung des FET T5 anheben und somit der Trigger-Pegel einstellen.

Weil bei sehr langsamen, mit dem Auge direkt beobachtbaren Spannungsänderungen kein, oder für ein stehendes Bild ein zu niederfrequentes Triggersignal auf den Tankteingang des FF 4027 (1) kommt, kann durch Umschaltung mit S2 ein aus drei Gattern bestehender Taktgenerator (¼ 4011) als „Zwangstrigger" eingeschaltet werden. Er arbeitet mit einer Frequenz von ca. 70 kHz.

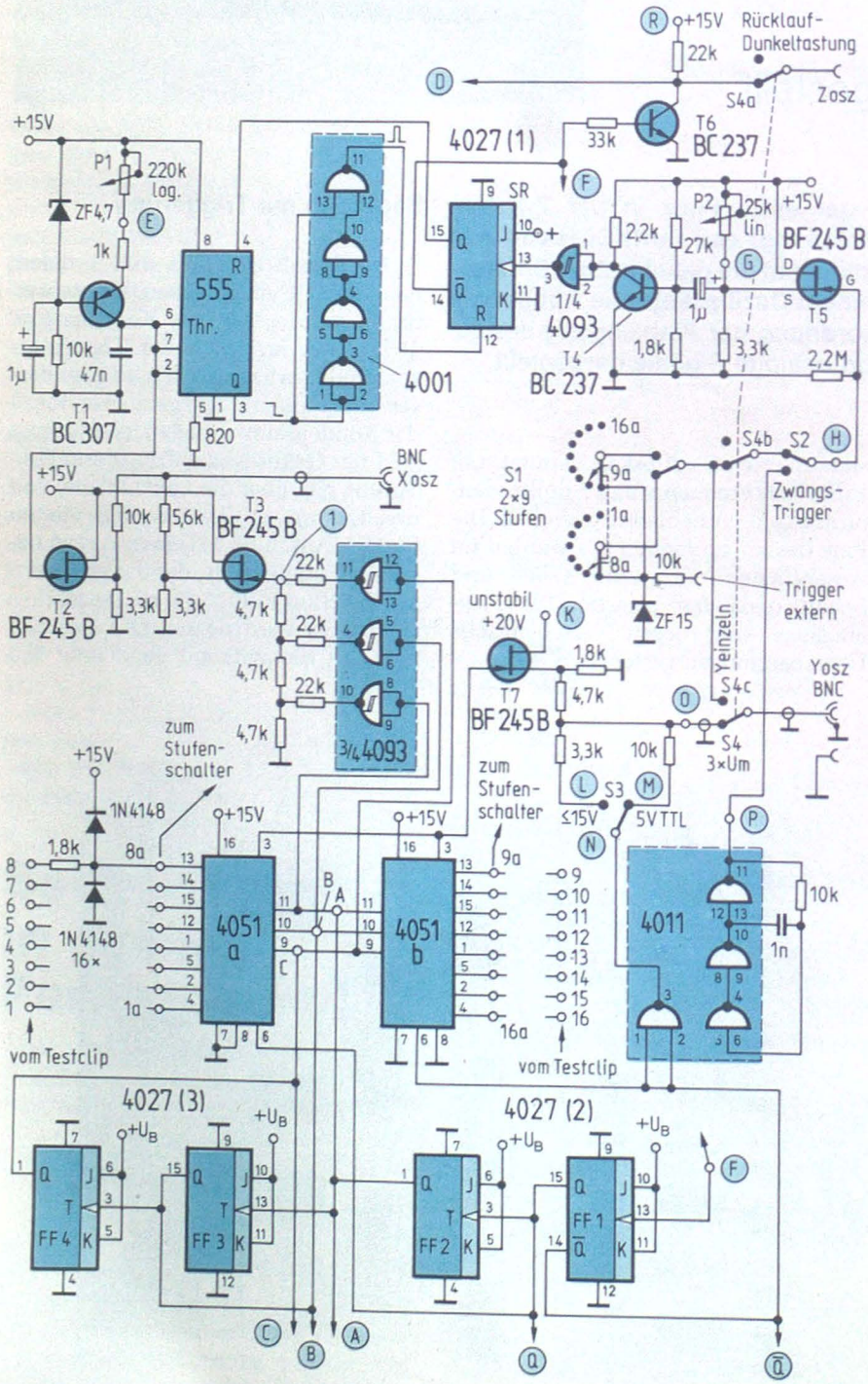


Bild 1. Schaltung für die gleichzeitige Darstellung aller analogen oder digitalen Signale von ICs (bis zu 16 Anschlüsse) auf einem Oszilloskop

Horizontalablenkung

Der Rücklauf des Sägezahns wirkt als positives Signal über den Q-Ausgang des 4027 (1) auf den Takteingang der als 4-Bit-Binärzähler geschalteten Flipflops FF 4027 (2) und (3).

Die Ausgänge A, B, C gelangen als Binärsignale an einen Digital-Analog-Umsetzer, der durch die drei Schmitt-Trigger ¾ 4093 und der angegliederten Widerstandskette eine Treppe mit acht Stufen erzeugt.

Sägezahn und Treppenspannung werden über die aus T2, T3 und den Widerständen 10 kΩ und 5,6 kΩ bestehenden Additionsstufe auf den X-Eingang des Oszilloskops geführt. Im Impulsdiagramm *Bild 2* ist der Aufbau der Horizontalspannung in Abhängigkeit vom Takt dargestellt.

Vertikalablenkung

Die beiden Analogmultiplexer 4051 a und 4051 b selektieren die Eingangsspannungen vom Testclip kommend über die Binärzustände ABC der FF-Zählgruppe. Dabei kommt abwechselnd jeweils nur der Eingang mit L am Inhibiteingang zum Ausgang (Pin 3). Die Inhibiteingänge der beiden Multiplexer werden von den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ des ersten FF der Zählgruppe bestimmt.

Welches Signal nun auf der oberen bzw. unteren Reihe auf dem Bildschirm plaziert wird, unterscheidet ein NAND-Gatter (¼ 4011), das mit den Inhibit-Eingängen umgeschaltet wird. Der Ausgang dieses Gatters wird über den Umschalter S3 und die Additionswiderstände 3,3 kΩ bzw. 10 kΩ mit dem – über T7 verstärkten – selektierten Ausgang der Multiplexer 4051 a und b verbunden. Schalter und Widerstände dienen der Anpassung des Oszilloskops an die Versorgungsspannung des zu prüfenden ICs.

Dunkeltastung nicht belegter Anschlüsse

Da nicht belegte Pins kein definiertes Potential annehmen, oder wenn bestimmte Pins aus anderen Gründen nicht beobachtet werden sollen, können diese über den jeweils zugeordneten Drucktaster T dunkelgesteuert werden *(Bild 3)*. Diese Drucktaster setzen 16 Flipflops (je ½ 4011). Für die Rücksetzung ist ein gemeinsamer Taster T1 vorhanden.

Zwei Dezimalzähler werden über den FF-Ausgang Q bzw. $\overline{Q}$ von ½ 4027 (2) getaktet (Bild 1). Rückgesetzt werden die Zähler durch einen positiven Nadelimpuls, der über vier Gatter (4001) beim Sprung von H auf L am Eingang erzeugt wird. L-Zustand erhält der Eingang nur, wenn alle drei Eingangspegel A, B und C L-Zustand annehmen. Beim 15. Sägezahnrücklauf ist dies der Fall und wiederholt sich dann bei jedem 16. Impuls (siehe Impulsdiagramm Bild 2).

Sind nun die Ausgänge des Dezimalzählers, des Taktes und des jeweiligen Taster-FF gleichzeitig auf H, so ist die Bedingung für Dunkeltastung erfüllt. Die Diodenlogik liefert der Basis des Ausgangstransistors T8 Strom zur Durchsteuerung. Der Kollektor dieses Transistors (Punkt D in Bild 3) ist mit dem Kollektor des Transistor T6 (Punkt D in Bild 1) parallel geschaltet.

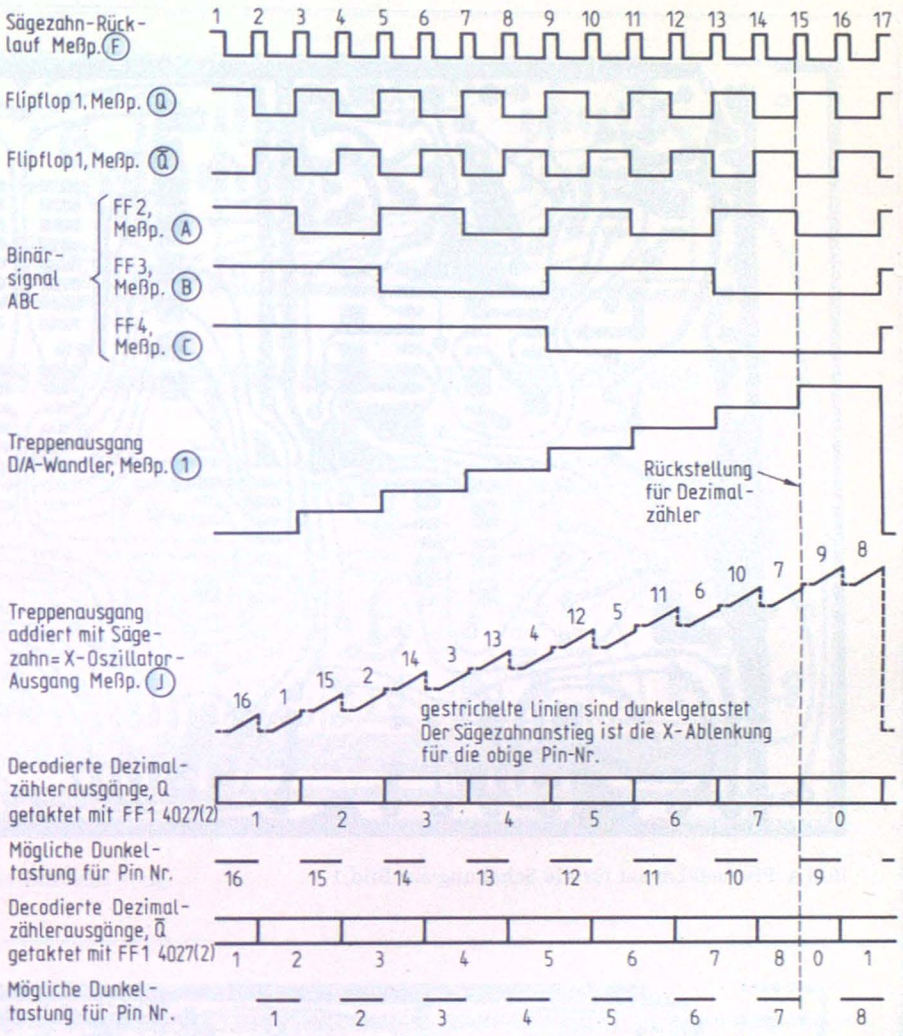


Bild 2. Impulsdiagramm der wichtigsten Meßpunkte. Wegen der besseren Übersicht werden alle Dezimalzähler-Ausgänge auf die gleiche Nullinie gezeichnet

Nachbausicherheit durch Platinen-Layout

Der Aufbau erfolgt auf zwei Platinen im Europa-Format. *Bild 4* enthält die Bauteile der Schaltung von Bild 1; den zugehörigen Bestückungsplan zeigt das *Bild 5*.

Die Logik für die Dunkeltastung aus Bild 3 wird auf der Platine nach *Bild 6* aufgebaut. Den zugehörigen Bestükkungsplan zeigt *Bild 7*.

Auf dieser Platine ist der Spannungsregler für die 15-V-Versorgung der ganzen Schaltung eingeplant. Er wird mit einer ungeregelten Spannung von ca. 20 V gespeist, die auch dem Drain des T7 (Bild 1, Punkt K) zugeführt wird. Der gesamte Stromverbrauch beträgt etwa 50 mA.

Die Signal-Zuleitungen sind zwei achtadrige Flachbandkabel von etwa 50 cm Länge mit angelötetem Testclip. Auf möglichst kurze Zuleitungen im Blechgehäuse (ca. 200 mm × 160 mm × 90 mm) zur Platine bzw. zum Stufenschalter ist zu achten.

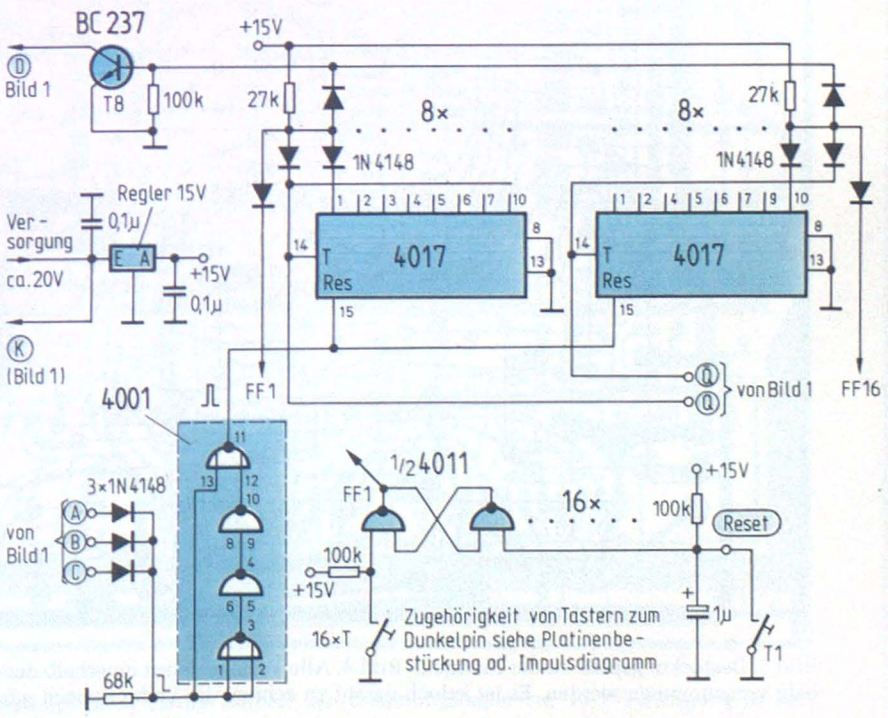


Bild 3. Schaltung für die Logik der Dunkeltastung

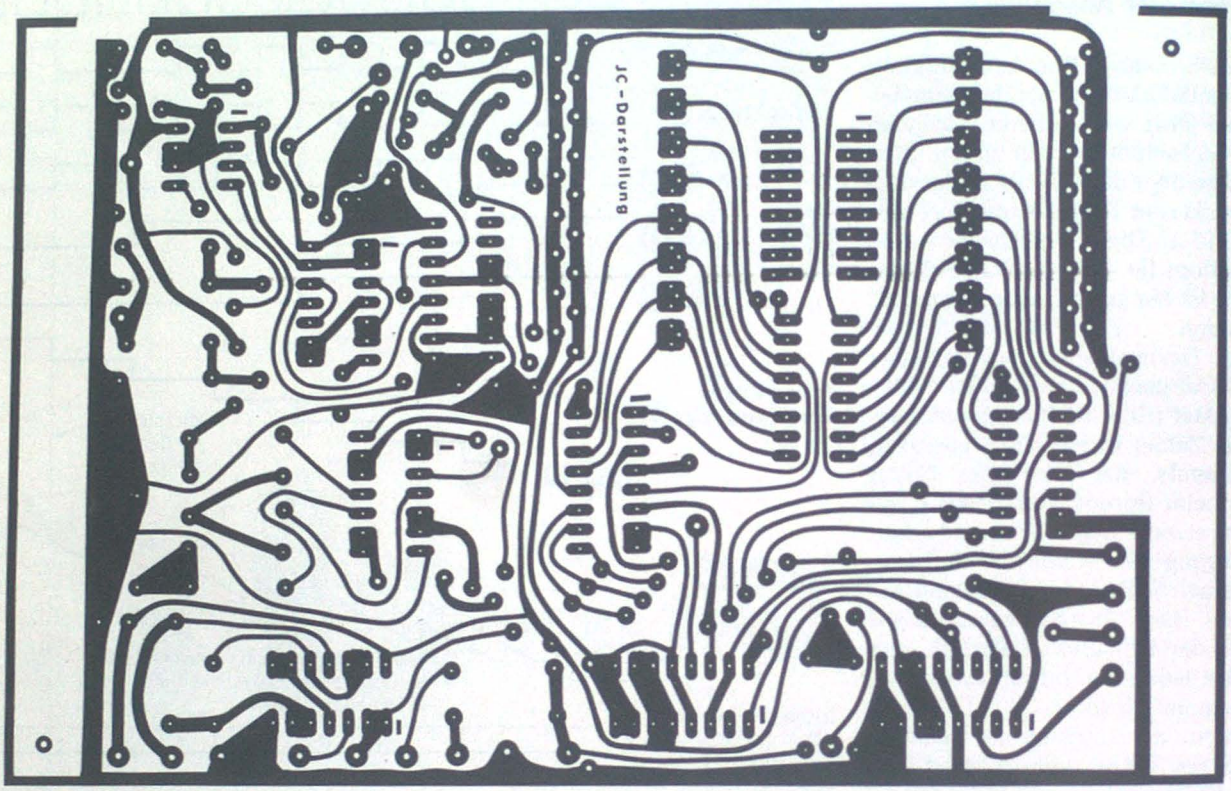


Bild 4. Platinen-Layout für die Schaltung aus Bild 1

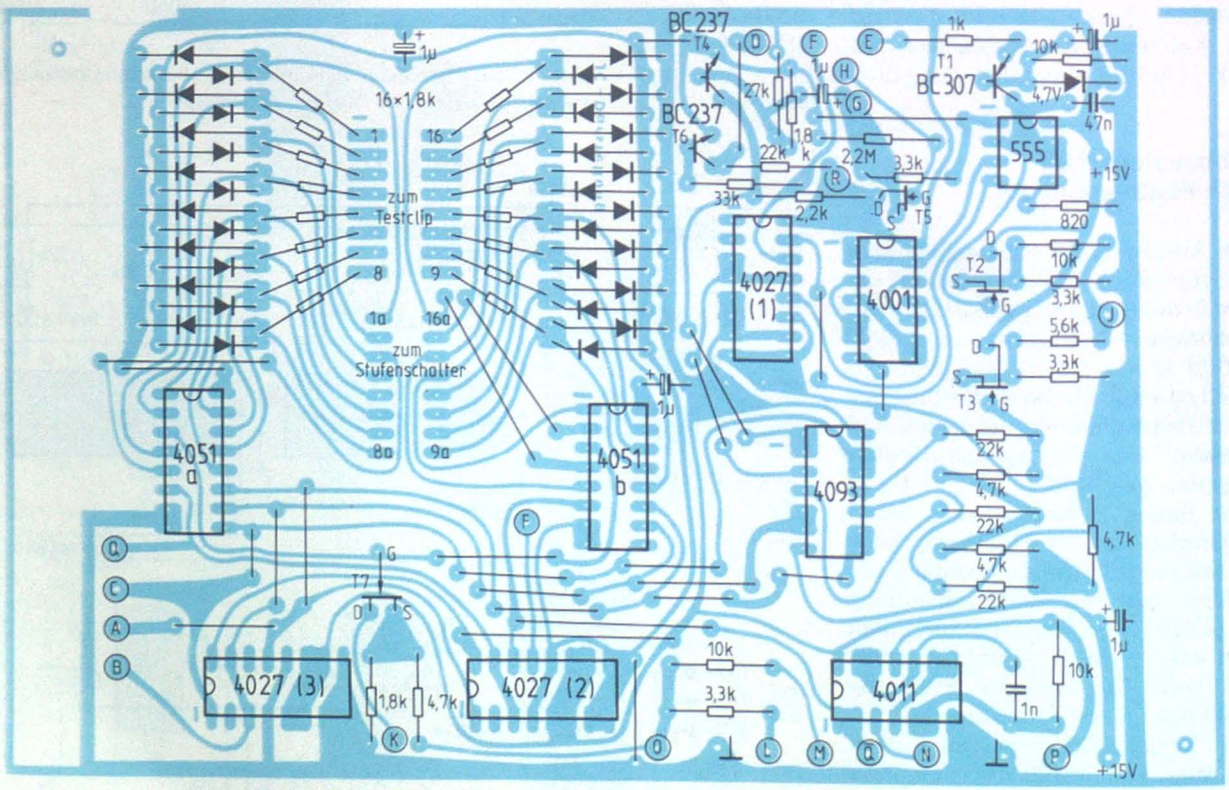


Bild 5. Bestückungsplan zu der Platine in Bild 4. Alle Verbindungen innerhalb des Blechgehäuses können mit Flachbandkabeln vorgenommen werden. Es ist jedoch darauf zu achten, die Verbindungen möglichst kurz zu halten

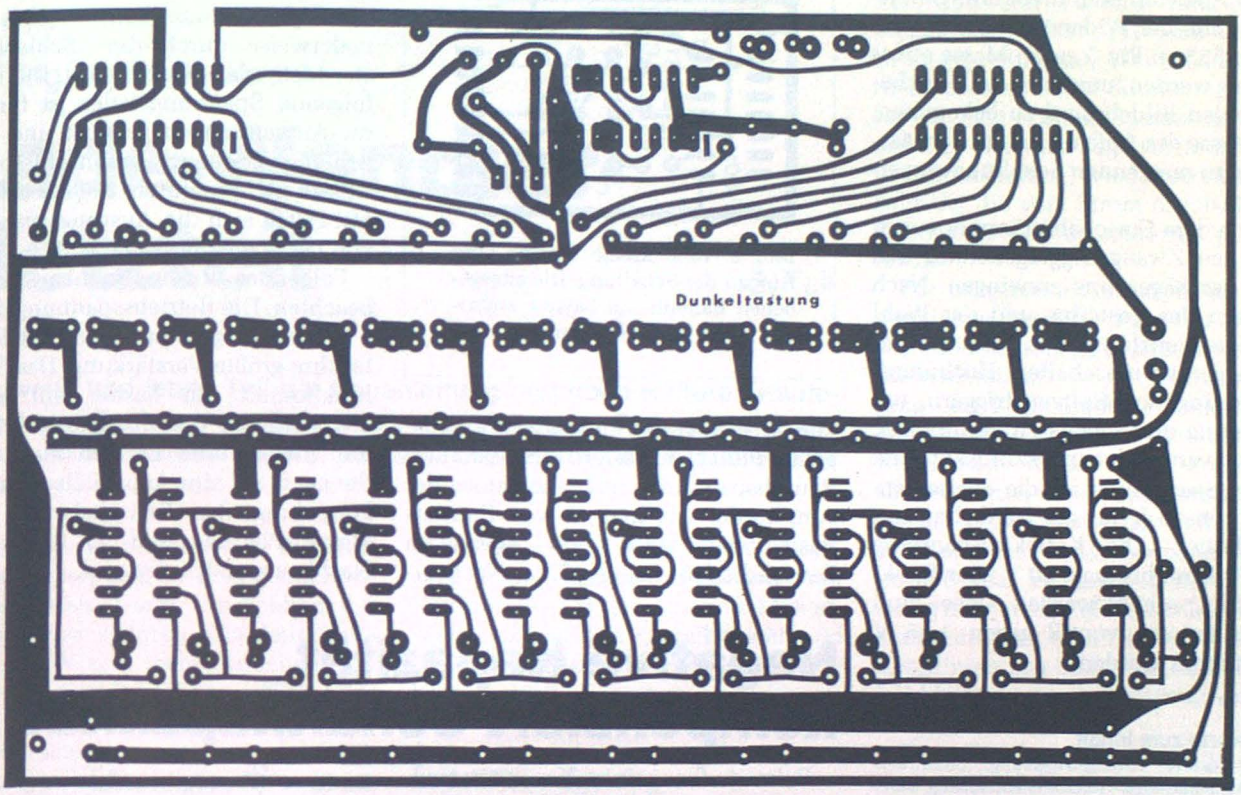


Bild 6. Platinen-Layout für die Logik der Dunkeltastung

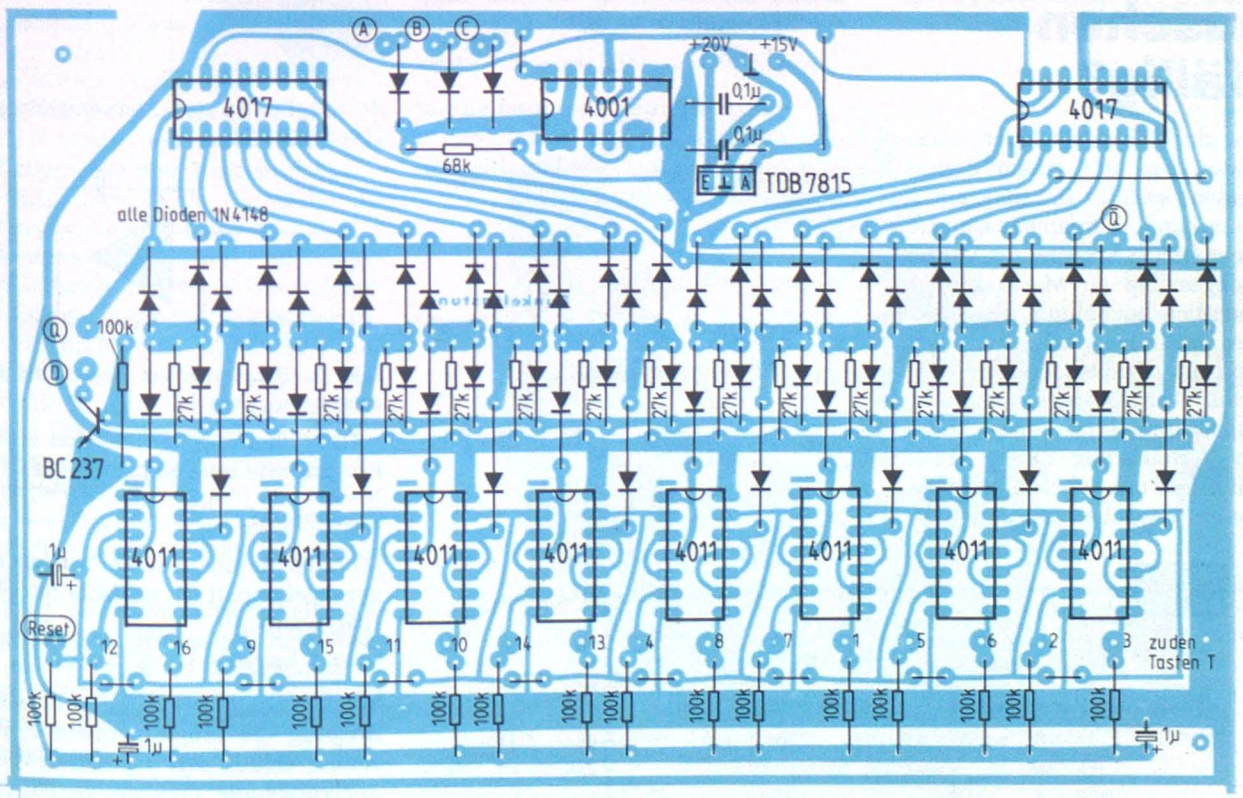


Bild 7. Bestückungsplan für die Dunkeltastung. Diese Platine enthält den Spannungsregler zur 15-V-Versorgung beider Platinen

Ein Abgleich muß nicht erfolgen, jedoch kann der Widerstand 820 Ω vom Timer 555 an Pin 5 gegen Masse etwas variiert werden, um einen anderen horizontalen Bildabstand zu bekommen. Die Masse des Aufbaus ist mit der Masse der zu messenden Schaltung zu verbinden.

Nach dem Einschalten immer zuerst über den Zwangstriggergenerator den Lauf des Sägezahns erzwingen. Nach Anlegen des Testclips und der Wahl eines frequenzführenden Pins auf echte Triggerung umschalten. Hochohmige Eingänge auf Spitzen triggern, um Dämpfung des Signals zu verhindern. Je nach verwendetem Oszilloskop sind höhere Spannungen als die Speisespannung von 15 V für die Dunkeltastung erforderlich. Die Kollektorspannung von T6 kann bis max. 30 V über Punkt R (Bild 1) erhöht werden. Dabei muß die Leiterbahn von R gegen +15 V durchtrennt werden.

Stichworte zum Inhalt
IC-Pinbelegung, Zwangstriggerung, Strahlrücklauf, Dunkeltastung, Horizontalablenkung, Vertikalverstärkung, Analogmultiplexer

Schaltungskniff:

Rauschen gefällig?

Es ist doch immer wieder erstaunlich, was man mit einem digitalen Bauelement so alles im analogen Anwendungsbereich anfangen kann: Ein einzelner CMOS-Eingang lag wechselspannungsmäßig an Masse und war versehentlich hochohmig gegengekoppelt. Im nachfolgenden Schaltungsteil entstand ein digitales Chaos, das sich dann als Breitbandrauschen mit Betriebsspannungsamplitude entpuppte.

Eine Verfeinerung dieser Erscheinung führt zu der Schaltung in *Bild 1*, die weißes Rauschen produziert, welches weit über den Hörbereich hinausgeht. Punkt A liefert eine analoge Rauschspannung mit schwankender Amplitude, wie man es von Emitter-Basisdioden oder von speziellen Rauschdioden kennt. Eine Nachverstärkung durch G2 erzeugt an Punkt B ein digitales Rauschen, welches normalerweise durch die „Schieberegister-Methode" erzeugt wird. Der nachfolgende Spannungsteiler ist für Audio-Anwendungen gedacht und kann beliebig verändert werden, sofern man G2 mit nicht mehr als 200 kΩ belastet. Mit P läßt sich die Ausgangsspannung von 0...≈ 1 V_{ss} einstellen.

Folgendes ist beim Nachbau noch zu beachten: Die Betriebsspannung ist auf +5 V festgelegt; hier haben CMOS-Gatter ihre größte Verstärkung. Das Ganze funktioniert am besten mit einem 4011. Andere Gatterbausteine bringen nur mangelhafte Ergebnisse. Achten Sie auch auf eine kapazitätsarme Auskoppelung des Rauschsignals. Eine kleine Platine *(Bild 2)* macht den Nachbau zum Kinderspiel.

Alfred Lenk

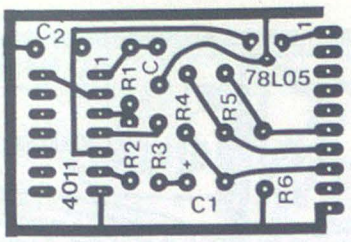


Bild 2. Eine kleine Platine zum Aufbau der Schaltung. Die angegebenen Bauteile im Layout erübrigen einen Bestückungsplan

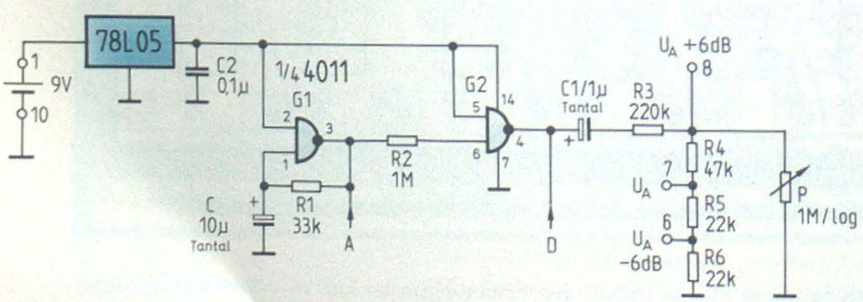


Bild 1. Zwei NAND-Gatter aus dem Baustein 4011 bilden bei dieser Beschaltung einen Rauschgenerator

Negative Kapazität kompensiert Schaltkapazität

Beim Aufbau eines Kapazitätsmeßgerätes nach der in Heft 2/79, Seite 100, vorgestellten Schaltungsidee störte der Einfluß der Schaltkapazität vor allem im 100-pF-Bereich. Mit Hilfe des in *Bild 1* dargestellten Prinzips lassen sich unerwünschte Schaltkapazitäten kompensieren, wenn gilt:

$$|C_{Schalt}| = |C_{Komp}| \text{ oder } C_{Schalt} = -C_{Komp}$$

Die dazu erforderliche negative Kapazität kann mit der Schaltung in *Bild 2* nachgebildet werden. Die mathematische Ableitung ergibt:

$$U_e = \frac{U_a \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{da } U_e = U_N \qquad (1)$$

Wegen $I_e = I_C$ gilt:

$$I_e = \frac{U_c}{X_C} = j\omega C \cdot (U_e - U_a) \qquad (2)$$

(1) in (2) eingesetzt ergibt:

$$I_e = j\omega C \cdot \left(U_e - U_e \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

$$= -U_e \cdot j\omega C \frac{R_2}{R_1}$$

Da $R_e = \frac{U_e}{I_e}$, ergibt sich:

$$R_e = -\frac{1}{j\omega C \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

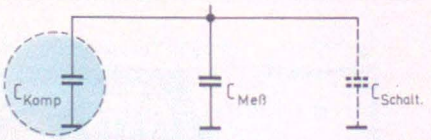


Bild 1. Prinzip zur Kompensation einer Schaltkapazität

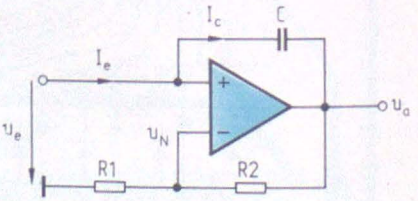


Bild 2. Schaltung zur Erzeugung einer „negativen" Kapazität

Die Schaltung verhält sich also am Eingang wie eine Kapazität der Größe

$$C_{Komp} = -C \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Da die Schaltung sowohl mit- als auch gegengekoppelt ist, herrscht nur Stabilität, wenn gilt

$$C_{Meß} + C_{Schalt} > C \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Wegen $|C_{Komp}| = |C_{Schalt}|$ ist diese Bedingung bei eingespanntem Prüfling immer erfüllt. Als Operationsverstärker verwendet man am besten einen Typ mit FET-Eingängen. Heinz Bader

Literatur

[1] *Wasinger, B.*: Einfaches Kapazitätsmeßgerät. FUNKSCHAU 1979, Heft 2, S. 100

Dipl.-Ing. Josef Becker

Lade-Wandler-Netzteil

2. Teil

Der zweite und letzte Teil der Bauanleitung gibt noch weitere Erläuterungen zur Funktion der Schaltung, gibt viele, zum Teil sehr wichtige Tips zum mechanischen Aufbau und beschreibt den Abgleich des Gerätes.

Die Streuinduktivität des Transformators äußert sich in Überspannungsspitzen nach jedem Umschalten der Zerhackertransistoren. Die Amplitude kann 100 V und mehr erreichen. Mit Hilfe von zwei RC-Gliedern (C13, C14) konnte aber eine völlig spikefreie Kurvenform erzielt werden, wie das Gerätefoto beweist. Dabei verschwand zum größten Teil auch das surrende Transformatorgeräusch.

Weitere Abweichungen von der idealen Treppenform treten in U_0 durch die im Transformator gespeicherte magnetische Energie auf. Nach dem Abschalten eines Transistorzweiges baut sie sich über die Last ab. Dabei verursacht sie einen umgekehrt gepolten Höcker in U_0 (vergleiche Bild 5). Im Leerlauf (gestrichelt gezeichnet) oder bei nur geringer Belastung erreicht dieser Rückschlagimpuls die Höhe der Ausgangsspannung; er wird durch eine Freilaufdiode D1 oder D2 auf diesen Wert geklemmt und speist die magnetische Energie in die Batterie zurück. D1 und D2 bilden im Ladebetrieb den Doppelweg-Gleichrichter; ergänzt man sie durch D3 und D4 zu einer (preiswerten) Brücke, dann läßt sich an C2 ungefähr die doppelte Spannung $2 \cdot U_A$ entnehmen. Die höhere Spannung wird benötigt für den U_v-Stabilisator (LM117T) und für den Ladestromregler.

Sobald das Gerät unter Netzspannung steht, wird über den Relaiskontakt r4 der Tansistor T8 gesperrt. T7 erhält starken Basisstrom; er schließt die stabilisierte Betriebsspannung der Wandlersteuerung kurz; alle Zerhakker-Transistoren sind dann stromlos.

Die Schaltung der variablen Hilfsquelle U_v entspricht den Hersteller-Empfehlungen. D9 und D10 schützen den integrierten Spannungsregler vor Fehlströmen bei Kurzschlüssen an Eingang oder Ausgang. Rauschen und Restbrumm in U_v erreichen im Mustergerät maximal 3 mV_{ss}, selbst während des Wechselrichterbetriebs mit 160 W Last.

Ladestromregelung

Wenn Netzspannung am Gerät anliegt, ist Transistor T11 über den Relaiskontakt r4, den Platinen-Steckerpin 5 und 4,7 kΩ eingeschaltet; der Strompfad über die LD 1 und ein zweiter über D12, den Ladestromsteller P_i, T17, T16 und T9 sind freigegeben. Demzufolge öffnet T10 den Hauptstromweg (Bild 4a). Wenn Ladestrom fließt, passiert er die Shuntstrecke x-y. Dort erzeugt er einen Spannungsabfall, den T17 (die erste Regelverstärkerstufe in Basisschaltung) wieder drosselt, sobald U_{xy} die vom Strom durch D12 in P_i erzeugte Gegenspannung U_{11-10} erreicht.

Für maximalen Ladestrom ist P_i an den linken Anschlag (Pin 9) zu drehen. Die Größe von I_{Amax} bestimmt der 2,2-kΩ-Widerstand. In der Minimalstellung von P_i (Schleifer an Pin 11) ist keine Gegenspannung wirksam. Mit P_k wird statt dessen ein konstanter Grundstrom I_k von z. B. 1 A eingestellt. Da der Strom über D12 und 2,2 kΩ praktisch der Ausgangsspannung U_A proportional ist, geht I_A bei Überlastung im gleichen Maße zurück wie U_A abnimmt: Man erhält die „fold-back-" Kennlinien von Bild 1. Im Kurzschlußfall bleibt nur noch der Grundstrom I_k übrig.

Für die Ladestromregelung wird eine relativ kleine Meßspannung $U_{xy} \leq 10\ m\Omega \cdot 10\ A = 100\ mV$ ausgenutzt. Deswegen darf die Temperaturdifferenz zwischen T14, T15 und T17 nicht zu groß werden: $\Delta T \approx 5\ °C$ ergibt bereits 10 mV Fehler, entsprechend + oder −1A im Ladestrom. Zur thermischen Entlastung von T17 wurde die Kasco-

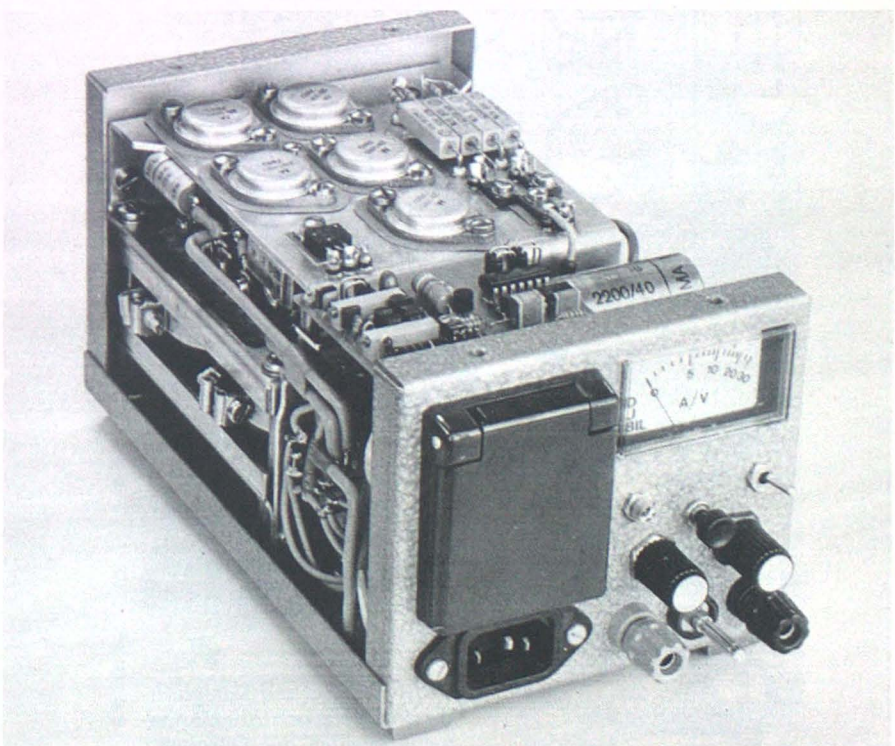


Bild 6. Bei solchem kompakten Aufbau müssen die im Text gegebenen Hinweise beachtet werden, damit keine Kühlungsprobleme entstehen

destufe T16 eingebaut. Die Ausgangspannung wird mit Z2, P_z und T12 überwacht. Überschreitet U_A die mit P_z eingestellte Schwelle, dann sperrt T12 den Ladestromregler an der Basis von T17. C15 und C16 sichern die Stabilität der I_A-U_A-Regelung in allen ihren Betriebszuständen.

Kompakter Aufbau möglich

Die Konstruktion des Mustergerätes geht aus *Bild 6* hervor. Auf dem Boden des wannenförmigen Gehäuse-Unterteils sind, direkt hinter den Frontplatten-Bauteilen, links das Relais und rechts, senkrecht stehend, der Doppelshunt 2 · 10 mΩ montiert. Den Sokkel der Baugruppe „Leistungselektronik" bildet der Schnittbandkern-Transformator. Einer seiner Halterahmen wird um 180° gedreht, so daß hinten oben und vorn unten ein Montagefalz für das U-förmig gebogene Chassis- und Kühlblech (*Bild 7*) zur Verfügung steht.

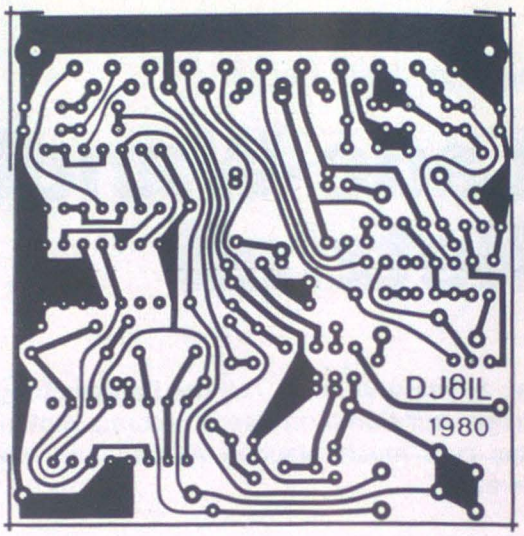


Bild 8. Auf dieser Platine werden alle Kleinleistungsbauteile untergebracht

Dabei ist darauf zu achten, daß die Anschlußklemmen der Bifilar-Wicklung (2 · 36 Wdg.) auf der linken Seite liegen; denn nur so können sie auf kürzestem Wege über Kabelschuhe mit T1...T4 verbunden werden. Dazu findet sich eine Explosionszeichnung in Bild 7. Die Masseanschlüsse dieser Transistoren bilden kurze, massiv verlötete Drahtstücke von 1,5 mm Durchmesser zu einer zentral gelegenen Klemmschraube M3. Die Rückwand des Kühlblechs ist 27,5 mm, die Vorderwand 77,5 mm lang, jeweils bis zur Innenkante gemessen.

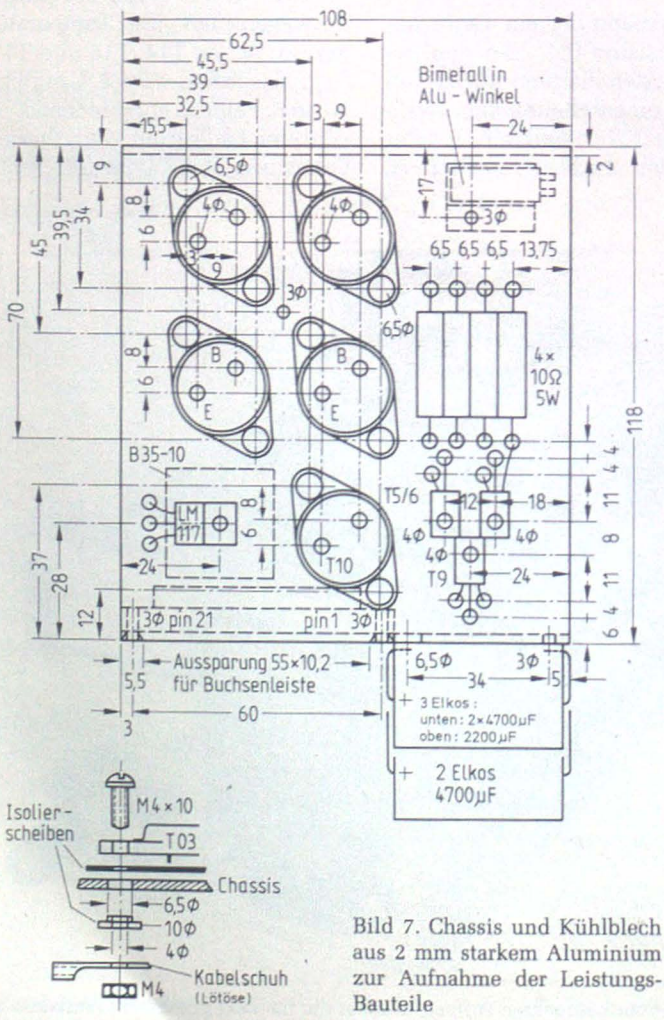


Bild 7. Chassis und Kühlblech aus 2 mm starkem Aluminium zur Aufnahme der Leistungs-Bauteile

Die fünf großen Elektrolytkondensatoren (C1 und C2) sind untereinander verlötet und mit zwei Durchführungen links (+13 V und +25 V) sowie einer Lötöse rechts an der Vorderwand des Kühlblechs befestigt. Links daneben, dicht unter der Biegekante, wird der Durchbruch für die 21polige Buchsenleiste ausgefeilt. Das Mustergerät ist ziemlich gedrängt aufgebaut; dadurch wird das Verdrahten der Frontplattenelemente unbequem.

Servicefreundlicher wäre ein stehend neben dem Transformator montiertes Chassisblech in einem größeren Gehäuse. Die thermische Stabilität ist jedoch gewährleistet: Beim Betrieb als Wechselrichter im geschlossenen Gehäuse und mit 160 W Last löste der Thermoschalter nach 17 Minuten zum ersten Mal aus; danach schaltete er im Rhythmus von jeweils etwa 3 Minuten diese Last an und ab. Die Gehäusetemperatur stabilisierte sich bei rund 40...45°C.

Fast alle Bauteile kleiner Leistung sind auf einer 66 mm x 66 mm großen Platine zusammengefaßt (*Bild 8*); den zugehörigen Bestückungsplan zeigt

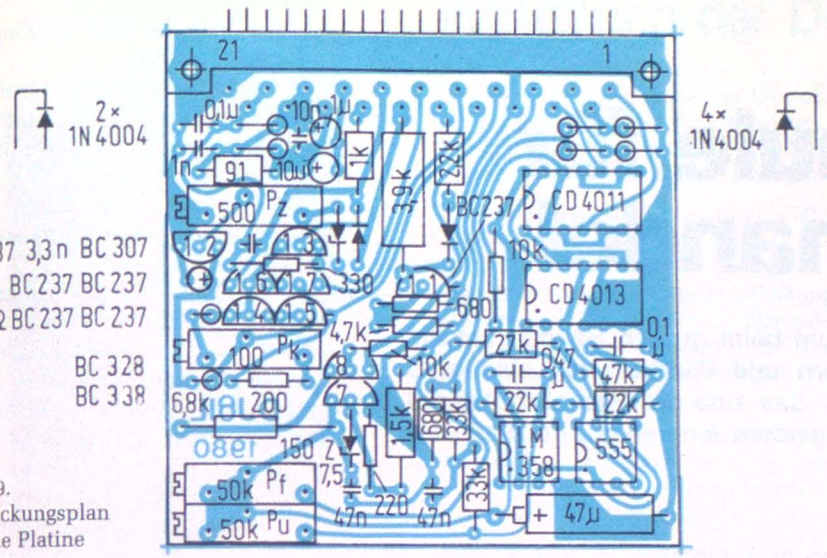


Bild 9.
Bestückungsplan für die Platine

Bild 9. Eine 21polige Steckerleiste – auf der Leiterbahnseite montiert (*Bild 10*) – stellt die Verbindung zur Leistungselektronik und zum Kabelbaum von der Frontplatte her. Damit der integrierte Stabilisator LM117T nicht schwingt, wird die linke Befestigungsschraube der Buchsenleiste als kurze Masseverbindung der Platine zum Chassisblech mitbenutzt.

Herstellung des Shunts

Aus 0,4 mm starkem Manganinblech wird ein Plättchen mit den Maßen nach Bild 4c geschnitten. Mit einer feinen Metallaubsäge schneidet man drei 31 mm lange und zwei 3 mm lange Schlitze hinein. Ein Loch von z. B. 3 mm ∅ dient zur Befestigung und als mittlerer Anschluß y (gut mit der Schraube verlöten!). Die 3 mm x 3 mm großen Laschen an den Enden werden nach vorn bzw. hinten eingerollt; so entstehen Kabelschuhe zur Aufnahme der seitlich abgehenden Drähte x und z. Auf jeder Seite wird ein „Stromdraht" (2,5 mm²) und eine dünnere Spannungsmeßleitung angelötet.

Der so fertiggestellte Shunt besitzt einen etwas zu geringen Widerstandswert. Durch Abfeilen an der Außenkante wird er, wie in Bild 4c skizziert, auf den Sollwert (2 · 10 mΩ) abgeglichen. Dazu wird ein ausgemessener 10-Ω-Hochlast-Widerstand mit dem Shunt in Reihe an den 12-V-Akkumulator angeschlossen.

Durch Vergleich der Spannungsabfälle über den Shunt-Strecken x-y und y-z mit der Spannung über dem Vorwiderstand erhält man die Widerstandswerte:

$$R_{x-y} = \frac{R_v \cdot U_{x-y}}{U_v} \quad \text{und} \quad R_{y-z} \frac{R_v \cdot U_{y-z}}{U_v}$$

Zum Abgleich vier Trimmer einstellen

Das Gerät enthält vier Trimmer; ihre Lage auf der Platine geht aus Bild 9 hervor. Bei angelegter Netzspannung wird zuerst mit P_z die Leerlaufspannung U_A auf 14,4 V gezogen. Hierbei sollte der Ladestromsteller P_i auf Maximum stehen. Dann wird der oben erwähnte 10-Ω-Widerstand an $+U_A$ angeschlossen, P_i in die Minimum-Stellung gedreht und mit P_k der „Kurzschlußstrom" 1 A eingestellt.

Jetzt wird statt des 10-Ω-Widerstandes der 12-V-Akkumulator angeschlossen, das Netzkabel entfernt und als mittlere 220-V-Last eine 60-W-Glühlampe eingesteckt. Die Wandlerfrequenz kontrolliert man am besten mit einem Zähler oder durch Vergleich mit einer netzfrequenten Spannung auf dem Oszilloskop. Geeignete Meßpunkte sind Pin 12 oder 13 des ICs CD4013.

Um die Wandler-Ausgangsspannung zu justieren, sollte ein echtes Effektivwert-Voltmeter benutzt werden. Man kann sich aber auch mit dem Vielfachinstrument und einer Fotodiode oder Solarzelle helfen: Zuerst mißt man damit den Fotostrom, den die Lampe am Netz erzeugt, und stellt dann mit P_u denselben Wert bei Wandler-Speisung ein.

Literatur

[1] Application-Note CT-113-71, TRW-Semiconductors.
[2] *Otto Schmidt:* Sprachclippen – einige Fragen, Antworten und Messungen. CQ-DL 2/1980, Seite 57 und 58.
[3] *Dipl.-Ing. Stefan Traub:* Impulsbreiten-Regler, Hewlett-Packard.

Stichworte zum Inhalt
Ladegerät für 10 A, Peak Envelope Power (PEP), Gegentakt-Oszillator, SSB-Sender, Wechselrichter, Streuinduktivität, Ladestromregelung, Shunt.

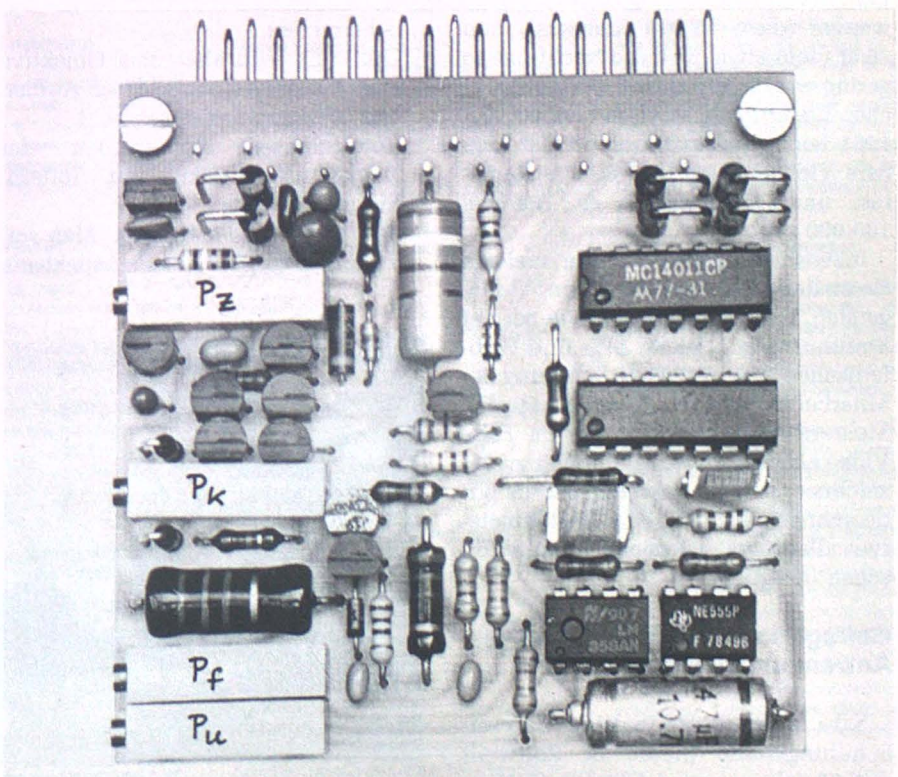


Bild 10. Fertig bestückte Platine mit montierter Steckerleiste

Video-Schule für den Fachhandel

Beide graben an den Startlöchern, um beim großen Rennen um die Käufer von tragbaren Videorecordern und Farbkameras eine gute Ausgangsposition zu haben. Beide – das sind der Facheinzelhandel mit Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten einerseits und die Fotofachgeschäfte andererseits.

Der Einzelhandel unserer Branche ist der Elektronik-Erfahrene und hat in der Regel eine gute Werkstatt für derlei Geräte. Die Fotoleute führen dagegen ihre überlegenen Kenntnisse aller optischen Probleme, der Kameraführung und der Beleuchtung aus der Beschäftigung mit dem Super-8-Film ins Treffen.

Noch hören wir bei einigen Lieferanten von Videogeräten den Schwur: Wer keine Elektronik-Werkstatt hat, wird nicht beliefert. Ob das aber für alle Zeiten gilt, bleibt dahingestellt; immerhin laufen gegenwärtig bereits 12 % der tragbaren Videoanlagen über die Theke des Fotohandels. Freilich besagt das zunächst wenig, denn 1980 konnten erst rd. 30 000 davon abgesetzt werden (dazu 45 000 Kameras), und zwar nicht etwa, weil die Nachfrage so gering war, sondern weil die fernöstlichen Lieferungen so klein blieben. Für 1981 lautet die Prognose: 65 000 tragbare Videoanlagen und 85 000 Kameras, und 1982 sollen es 100 000/ 130 000 sein.

Inzwischen erkannten die meisten Hersteller oder Vertreiber von Videogeräten, daß, ganz ähnlich wie bei der Einführung von UKW, SW- und Farbfernsehen, eine intensive Schulung der Mitarbeiter des Einzelhandels nötig ist. Mehrere Produzenten – die im Falle Video eher als Zwischenhändler zu bezeichnen sind – richteten bereits Videolehrgänge ein, deren Begleitmaterial allerdings gelegentlich zu wünschen übrigließ.

Gefragt: kein Produkt-, sondern Anwendungswissen

Saba unterrichtete in seiner Service-Schulungsstätte (heute in Rottweil) seit 30 Jahren ganze Händler-Generationen. Für Video wurden herumreisende Vierstunden-Kurzkurse veranstaltet, bisher über 150 mit mehr als 5600 Teilnehmern. Für eine Ausbildung als Fachberater für transportable Anlagen reicht das aber nicht aus.

Am 17. September 1981, also kurz nach dem Ende der Funkausstellung, wird nun in der neuen Schulungsstätte in Villingen der Video-Lehrbetrieb aufgenommen (*Bild*); er steht unter Leitung von Klaus Kemnitz. Vorgesehen sind jeweils zwei volle Tage mit einem dichten Programm:

1. Anschließen und Inbetriebnahme von Fernsehgeräten, Videorecordern und -Kameras: Der angehende Fachberater soll die Vorführung der modernen Videosysteme praxisgerecht beherrschen.
2. Optik: Es wird alles über Objektive einschließlich Zooms, deren Aufbau und Wirkungsweise gebracht.
3. Vorsatzlinsen: Beherrschen der Tricks und Effekte mit Softern, Sternlinsen usw.
4. Weißabgleich der Kamera: Man soll alles wissen über das Farbspektrum und über das Einstellen der Kameras auf Farbrichtigkeit.
5. Video-Filmüberspielung: Überspielen von Super-8-Filmen und Dias auf Videokassetten, elektronischer Schnitt.
6. Nachvertonen: Beherrschen der Nachvertonung einer stummen Videoaufnahme.
7. Beleuchtungstechnik: Umgang mit „Licht und Schatten", mit Filmleuchten und Aufhellern in dem angebauten kleinen Lichtstudio.
8. Komposition und Kamera-Arbeit: Der Teilnehmer soll befähigt werden, einen kurzen Videofilm nach eigener Dramaturgie aufzunehmen.

Der erste Vormittag wird der Theorie gewidmet sein, der erste Nachmittag ist dem wechselnden Arbeiten an den sieben Versuchsplätzen vorbehalten. Am zweiten Vormittag stehen eine Besprechung der Übungen vom Vortag und die Gestaltungsarbeit gemäß Punkt 8 auf dem Programm. Der Rest des Tages bleibt für kritische Fragen, Diskussionen und Anmerkungen reserviert, endend mit einem Abschlußtest und der Übergabe der Teilnehmer-Urkunden.

Die Teilnehmerzahl eines jeden Zwei-Tage-Lehrganges ist auf 20 begrenzt. Reisekosten und Hotelzimmer gehen zu Lasten des Teilnehmers; außerdem hat er die Kursusgebühr von 225 DM zu bezahlen, die die Bewirtung in einer nahegelegenen Gaststätte und die umfangreichen begleitenden Unterlagen einschließt. Aufgenommen werden Bewerber aus dem Bundesgebiet und dem deutschsprachigen Ausland. Insgesamt sind bis Jahresende rd. 400 Plätze verfügbar. Anschrift: Videoschule Saba Villingen, 7730 VS-Villingen, Postfach 2060; die Organisation liegt bei Frau Krause. Karl Tetzner

Erster Probelauf in der Saba-Video-Schule in Villingen mit Werksangehörigen. Thema: „Schärfentiefe" (Foto: Schroff)

Die letzte Gelegenheit 13 Mark zu sparen!

Handbuch der Digitalen Schaltungen

Vom einfachen UND-Gatter zur Problemlösung mittels Mikroprozessor für Techniker und Ingenieure. Von Emmo Antoon **Zuiderveen.** Aus dem Niederländischen übertragen und technisch bearbeitet von Dipl.-Ing. W. P. Ottenbreit. – Größe: 16,5 × 23 cm. 648 Seiten mit 646 Abbildungen. Lwstr-gebunden mit Schutzumschlag.

Vorbestellpreis DM 78.–, gültig bis 30. 9. 81. Danach DM 95.–

ISBN 3-7723-6771-2

Das **Handbuch der Digitalen Schaltungen** hilft dem Ingenieur und Techniker, sich umfassende Kenntnisse in der digitalen Schaltungstechnik anzueignen, auszubauen und zu erweitern. Das Werk ist klar und übersichtlich in drei Teile aufgegliedert: 1. In die theoretischen und praktischen Grundlagen. 2. In die selbständige Entwicklung logischer Schaltungen. 3. In die Mikroprozessoren mit ihren Schaltkreisen.

Jeder dieser drei Teile ist für sich hervorragend und übersichtlich gegliedert, auf den Bedarf des reinen Praktikers zugeschnitten. Als lobenswerte Beispiele seien hier die Kapitel genannt: „Welche Logikfamilien kann ich unter welchen Bedingungen miteinander koppeln?" oder „Einfluß von Kabeln auf digitale Signale".

Das Buch will ein Handbuch sein: Diesen Anspruch erfüllt es sicher. Es ist ein schnelles Nachschlagewerk für die aktuellen Probleme des Anwenders, der im Beruf steht. Das Werk füllt eine Lücke am Markt.

Franzis Bücher erhalten Sie durch jede Buchhandlung sowie in den einschlägigen Fachhandlungen. Bestellungen auch an den Verlag.

Franzis' **der große Fachverlag für angewandte Elektronik**

Funkschau

Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik

Herausgeber
FRANZIS-VERLAG GmbH
Anschrift für Verlag, Redaktion, Vertrieb, Anzeigenverwaltung und alle Verantwortlichen: Karlstr. 37, 8000 München 2, Postanschrift: Postfach 37 01 20, 8000 München 37, Fernruf 0 89/51 17-1, Fernschreiber (Telex) 5 22 301, Postscheckkonto München 57 58-8 07.

Verlagsleiter: Peter G. E. Mayer

Gesellschafter: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer KG, München (100 %)

Redaktion:
Chefredakteur: Dipl.-Ing. Klaus H. Knapp
Chef vom Dienst: Dipl.-Ing. Ulrich Radke
Ressortredakteure:
Ing. (grad.) Rudolf Auer (Audio, Video)
Dipl.-Ing. Klaus H. Knapp (Berufswissen, express)
Ing. (grad.) Thomas Knoll (Kommunikation, aktuell)
Dipl.-Ing. Ulrich Radke (Grundlagen)
Ekkehard Scholz (Praxis & Hobby, Leserbriefe)
Ing. (grad.) Wolf Peter Tangermann (Meßtechnik, Werkstatt & Service, Neuheitenmarkt)
Prof. Karl Tetzner (Neue Medien)

Eigene Korrespondenten:
Japan: Kazuo Kataoka, c/o Tokyo International Communication, Inc., Uiyajima Bldg., 28 Yoyogi 1-chome, Shibuya-ku, Tokyo
USA: Stanley Baker, 504 Nino Ave., Los Gatos, Ca. 95030

Funkschau-Labor:
Ing. (grad.) Hans Neumayr

Nachdruckrechte, Sonderdrucke und Lizenzen: Siegfried Pruskil

Hersteller: Robert Hufnagel

Anzeigen:
Anzeigenleiter: Gerhard Walde
Disposition: Karin Meewis
Telefon (0 89) 51 17-2 36
Anzeigenpreise nach Preisliste Nr. 25

Die FUNKSCHAU erscheint
vierzehntäglich, jeweils freitags
im 53. Jahrgang

IVW

Bezug:
Vertriebsleiter: Peter Habersetzer

Bestellungen nehmen jede Buchhandlung im In- und Ausland, die Deutsche Bundespost und der Verlag entgegen. Die Kündigung des Abonnements ist bei jährlicher Zahlweise 8 Wochen zum Kalenderjahresende, bei vierteljährlicher Zahlweise 8 Wochen zum Quartalsende möglich.

Bezugspreis: Das Einzelheft kostet im Inland DM 4.–, im Ausland DM 4.30. Das Jahresabonnement kostet im Inland DM 90.–, im Ausland DM 96.–. Der Abonnementspreis für das Vierteljahr (6 bzw. 7 Hefte) – nur im Inland möglich – beträgt DM 24.38. In diesen Preisen ist die gesetzliche Mehrwertsteuer in Höhe von 6,5 % enthalten, in den Abonnementspreisen auch die Versandkosten. Jahresabonnementspreise in ausländischer Währung: bfr 1776.–, hfl 110.–, öS 830.– zuzüglich öS 42.– Portoerhöhung = öS 872.–, sfr 91.–, USA surface mail: $ 54.–, airspeed: $ 79.–.

Verantwortlich für den Textteil: Ulrich Radke, für den Anzeigenteil: Gerhard Walde.

Druck: Franzis-Druck GmbH, Karlstraße 35, 8000 München 2, Fernsprecher (0 89) 51 17-1

Printed in Germany. Imprimé en Allemagne.
ISSN 0016-2841

Auslandsgesellschaft:
Franzis Publishing Co.
Managing Director: Michael-Alexander Mayer,
2816 Clay St., San Francisco, CA 94115, USA,
phone: (415) 346-2032,
telex: (TWX) 910-372 2019

Auslandsvertretungen für Anzeigen:
Schweiz: Exportwerbung AG,
Neptunstraße 20, 8032 Zürich,
phone: 01-47 46 90, telex 53 327

United Kingdom: Publicitas Ltd.,
525/527 Fulham Road, London SW6 1HF,
phone: 01-3 85 77 23, telex: 919 223 publon

Japan: International Media Ltd.,
2-29, Toranomon 1-chome, Minato-ku, Tokyo,
phono: 502-06 56, telex: 22 633

USA: International Media Marketing,
16704 Marquardt Ave. P.O. Box 1234,
Cerritos. CA 90701,
phone: (213) 9 26 95 44, telex: 9 105831 412

France: Agence Gustav Elm,
41, Avenue Montaigne, 75008 Paris,
phone: 01-723 32 67

Italia: Rancati advertising,
Milano San Felice Torre 5, I 20090 Segrate,
phone: 02-7 53 14 45, telex: 3 11 010

Auslandsvertretungen für Bezug:
Danmark: Jul. Gjellerups Boghandel, Kopenhagen K., Solvgade 87.

Nederland: De Muiderkring N.V., Bussum, Nijverheidswerf 17-19-21.

Österreich: Fachbuch Center Erb,
1061 Wien, Amerling-Str. 1.

Schweiz: Verlag Thali AG,
6285 Hitzkirch (Luzern).

France: Librairie Parisienne de la Radio,
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Die in der Zeitschrift veröffentlichten Beiträge sind urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Kein Teil dieser Zeitschrift darf ohne schriftliche Genehmigung des Verlages in irgendeiner Form – durch Fotokopie, Mikrofilm oder andere Verfahren – reproduziert oder in eine von Maschinen, insbesondere von Datenverarbeitungsanlagen, verwendbare Sprache übertragen werden. Auch die Rechte der Wiedergabe durch Vortrag, Funk- und Fernsehsendung, im Magnettonverfahren oder ähnlichem Wege bleiben vorbehalten.

Fotokopien für den persönlichen und sonstigen eigenen Gebrauch dürfen nur von einzelnen Beiträgen oder Teilen daraus als Einzelkopien hergestellt werden. Jede im Bereich eines gewerblichen Unternehmens hergestellte oder benützte Kopie dient gewerblichen Zwecken gem. § 54 (2) UrhG und verpflichtet zur Gebührenzahlung an die VG WORT, Abteilung Wissenschaft, Goethestraße 49, 8000 München 2, von der die einzelnen Zahlungsmodalitäten zu erfragen sind.

© 1981 Franzis-Verlag, München

Bei Erwerb, Errichtung und Betrieb von Empfängern, Funksprechgeräten, drahtlosen Mikrofonen und anderen Funkanlagen in der Bundesrepublik Deutschland sind die geltenden gesetzlichen und postalischen Bestimmungen zu beachten.

Für Bauanleitungen, Schaltungen und Programme in der FUNKSCHAU zeichnen die Verfasser bzw. Entwickler verantwortlich. Die Redaktion hat die Manuskripte, Schaltungen und Programme mit größter Sorgfalt geprüft, kann aber für Fehler im Text, in Schaltbildern, Aufbauskizzen, Stücklisten, Programm-Listings usw., die zum Nichtfunktionieren oder evtl. zum Schadhaftwerden von Bauelementen führen, weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Sämtliche Veröffentlichungen in der FUNKSCHAU erfolgen ohne Berücksichtigung eines eventuellen Patentschutzes, auch werden Warennamen ohne Gewährleistung einer freien Verwendung benützt.

Chiffre-Zuschriften dürfen sich nur auf den Inhalt der betreffenden Anzeigen beziehen. Zuschriften, die wir als Werbesendungen erkennen, werden nicht weitergeleitet.